LE HAUT-PARLEUR

60 BANCS D'ESSAIS
10 MAGNETOSCOPES

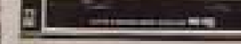
TELEVISION HAUTE DEFINITION

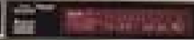
LE CAMESCOPE SHARP VL-C73 SA

Réalisez

UN VOBULATEUR POUR VOTRE GENERATEUR DE FONCTIONS







LE MAGNETOSCOPE HITACHI VT 430



SOMMAIRE

REALISATIONS



Réalisation flash : conditionnement de signal avec Flanger, page 117.

MONTAGES « FLASH »



10 magnétoscopes au banc d'essais, page 25.

BANC D'ESSAIS



INITIATION

DOCUMENTATION - DIVERS



Nouvelle du Japon, page 8.

LE PETIT JOURNAL
DU HAUT-PARLEUR

6000 CD CHEZ ILLEL

La société Illel, bien connue de nos lecteurs comme spécialiste de la HiFi et de la vidéo, vient d'ouvrir au 86 du boulevard Magenta un nouveau département entièrement consacré aux disques CD, avec plus de 6 000 titres disponibles. Comme il n'est pas possible d'exposer une pareille quantité de disques, des catalogues sont mis à la disposition des acheteurs ainsi qu'une recherche par clavier sur écran cathodique. A partir du nom de l'auteur, du titre de l'œuvre puis du nom de l'interprète, quelques secondes suffisent pour trouver les références d'un disque et savoir si celui-ci est disponible.

Les stocks sont bien sûr gérés par ordinateur et mis à jour automatiquement au fur et à mesure des ventes. Les disques manquants sont immédiatement commandés.

Illel assure aussi la vente de CD par correspondance. Le catalogue complet : classiques, jazz, variétés, est expédié contre 8 timbres à 2,20 F à tous ceux qui en font la demande. Après une première commande de disques, il leur sera envoyé, tous les mois ou tous les deux mois, suivant l'abondance des nouveautés, une liste de mise à jour.

Les expéditions sont faites sous huit jours, en recommandé. Un minimum de quatre disques est requis, et les frais de port sont de 45 F. Un accusé de réception est envoyé pour toute commande, que les disques soient immédiatement disponibles ou qu'il soit nécessaire de les commander.

Une carte de fidélité du Club Compact Disc Illel est remise à tout acheteur et lui donne droit à une réduction de 100 F sur le treizième CD acheté. Cette remise permet au client fidèle d'obtenir ses disques au meilleur prix puisque les prix affichés sont les mêmes que ceux pratiqués par les plus grands spécialistes parisiens.

Dans son magasin, Illel a fait une grande place aux nouveautés. Celles-ci sont exposées de façon très visible. Le client se sert directement. De plus, elles sont diffusées en permanence à partir d'un dispositif spécial qui choisit, successivement et de façon aléatoire, une plage sur chacun des cinq disques qu'il contient.

Trois véritables disquaires, aidés par quatre périphériques d'ordinateur, sont à la disposition des clients pour leur trouver le disque qu'ils recherchent, mais aussi pour les conseiller dans leur achat.

Enfin, en attendant les disques vidéo, qui ne sauraient plus guère tarder, Illel propose un choix de 500 cassettes vidéo, dont un grand nombre de concerts et de films musicaux.

AFGA FRANCE VA BIEN

Le chiffre d'affaires net, hors taxes, d'Agfa-Gevaert en France pour le premier semestre 1988 s'élève à 1 541 millions de francs, en progression de 13,2 % sur l'an passé.

Pour l'année 1987, le chiffre d'affaires avait atteint 2 690 millions de francs. La barre des 3 milliards a donc toutes les chances d'être franchie en 1988.

Des progressions dépassant en volume les 50 % ont été enregistrées en pellicules photo, en bandes magnétiques vidéo et en papier couleur.

Les chiffres d'affaires incluent ceux de la société Compugraphic France, qui fait intégralement partie du Groupe Agfa-Gevaert.

LE SALON DU DISQUE

Le Salond du disque se tient actuellement et jusqu'au 17 novembre au Parc des Expositions de la Porte de Versailles à Paris (hall 7, niveau 1).

INTER-CONNEXION 89

La S.D.S.A., organisateur de salons internationaux de l'électronique, crée en 1989 le 1[er] Carrefour européen des technologies de la connexion, Interconnexion 89. Il aura lieu du 14 au 16 février au Palais des Congrès, porte Maillot à Paris, avec une exposition de composants et systèmes pour la connexion et l'interconnexion de matériels électroniques et informatiques, et des conférences sur les avances technologiques du métier de connexion.

Organisation : SDSA, 65, avenue Edouard-Vaillant, 92100 Boulogne-Billancourt.

TOUJOURS PLUS PHILIPS

Face à la mondialisation des marchés et à l'internationalisation de ses clients, RTC va commercialiser ses produits sous la marque Philips en appliquant toute sa puissance commerciale à la promotion d'une marque unique dans le monde. Par ce choix, RTC concourt à la présentation d'une image internationale cohérente et fait savoir à chacun de ses clients que ses produits sont diffusés dans le monde entier par le réseau international Philips Composants.

Entreprise leader en France dans le domaine des composants électroniques, RTC met au service de l'électronique française la puissance de Philips, premier producteur mondial de composants électroniques.

LA CARTE A MEMOIRE SE JOUE AU JAPON

Après dix ans d'existence, et dix années de pertes (36 MF en 1987), la carte à puce Bull CP-8 arrive au Japon *via* une filiale 50/50 de Bull et de Dai Nippon Printing. L'associé japonais, DNP, possède déjà 50 % du marché local des cartes à piste magnétique. Le marché japonais est estimé à 900 000 cartes à mémoire en 1990. Un accord qui pourrait donc remettre à flot Bull CP-8. Rappelons que la société détentrice des brevets de la carte à mémoire Innovatron a conclu des contrats (vente de licence d'exploitation des brevets de base de la carte à puce) avec Dai Nippon Printing, mais aussi Oki, Toshiba, Hitachi, Fujitsu, Mitsubishi et tout récemment Nec et Matsushita.

RECTIFICATIF

Dans notre numéro 1757 du 15 octobre 1988, le prix indiqué pour l'amplificateur JVC AX-R 551 est erroné, il fallait lire 3 290 F.

NOUVELLES DU JAPON

Le 5 octobre 1987, Pioneer lançait le CLD-99S, le premier lecteur CD-V commercialisé. Il pouvait lire les CD, les CD-V et les disques LaserVision 20 et 30 cm. Aujourd'hui, le marché japonais peut s'enorgueillir d'une quinzaine de modèles différents. Différents par l'aspect : certains sont aux dimensions des midi-chaînes (355 ou 360 mm de large) comme le Pioneer CLD-360, les Sony MDP-AV1 ou MDP-11. Différents par le prix : 119 800 yens pour le Yamaha CDV-1000 ou le Sony MDP-11, 180 000 yens pour le Marantz CDV 770, 188 000 yens pour le Pioneer CLD 970. Différents par le type des disques lus aussi : CD, CD-V, LD pour la plupart des modèles, auxquels s'ajoutent le CD-Single et le LD monoface pour les plus récents. Différents par les performances évidemment : si l'échantillonnage à 16 bits, le filtre numérique à multiple suréchantillonnage sont chose courante, les sorties « S » (luminance et chrominance séparées) commencent à apparaître. Des systèmes permettant la lecture enchaînée rivalisent d'ingéniosité, comme le rail en U de Sanyo qui réduit le temps de retournement du lecteur laser de 18 s à 12 s ou l'Alpha turn mechanism de Pioneer qui fait tourner le lecteur de 180° pour qu'il lise les pistes du disque toujours dans la même direction (disques 20 et 30 cm double face).

LE CD-V EN AVANCE

Alors que les premiers lecteurs CD-V nous parviennent enfin, le CD-V fête son premier anniversaire au Japon. C'est donc un marché déjà adulte avec des appareils bien différenciés. Le Japon a aussi une solide avance en ce qui concerne l'équipement des foyers en récepteurs d'émissions satellite. Au chapitre des nouveautés, Seiko nous permet de viser sur écran couleur, Aiwa égalise avec BBE et Nikon a la reflex magnétique...

UN NOUVEAU FORMAT

Pour compléter le choix des disques, Pioneer et Philips ont mis au point les spécifications du LD Single. Ce disque LaserVision de 20 cm de diamètre ne comporte qu'une seule face. Il supporte 20 mn d'enregistrement vidéo avec des pistes son en modulation de fréquence et en numérique. Il est fabriqué en polycarbonate (épaisseur 1,2 mm) alors que les disques LaserVision conventionnels (20 cm avec 2 × 20 mn et 30 cm avec plus de 2 × 60 mn) sont en acrylique (épaisseur : 2,5 mm). Résultat : le coût de production est divisé par deux. A terme, le nouveau LD Single remplacera les actuels disques LD de 20 cm (2 × 20 mn).

QUI FAIT QUOI EN CD-V ?

Les marques présentes sur le marché du vidéodisque ne fabriquent pas toutes leurs lecteurs. Ainsi, Pioneer, Sony, Hitachi, Marantz, Yamaha, Sanyo et Panasonic produisent eux-mêmes leurs appareils. Teac, Denon, Nec, Fujitsu-General, Toshiba, A & D (Akai et Mitsubishi), Aiwa et Kenwood préfèrent pour l'instant acheter des appareils fabriqués chez les précédents. Une situation qui est due à l'étroitesse du marché, causée par le manque de programmes. En janvier, 60 titres de CD-V étaient disponibles ; mais en août, le nombre total atteignait à peine 100. Le démarrage des marchés américain et européen devrait dynamiser le produit. Il faut faire vite, car l'argument fort du CD-V, son excellente résolution d'image (450 lignes en NTSC), va être concurrencé par le S-VHS (400 lignes). Pour garder son avance, Philips et l'association LaserVision envisagent de supprimer les pistes occupées par le son en modulation de fréquence, ce qui laisserait de la place à l'image et permettrait d'atteindre une résolution de 700 lignes !

A L'HEURE DU SATELLITE

Plus de 885 500 foyers japonais reçoivent les émissions du satellite de télédiffusion directe. D'après la Japan Broadcasting Corporation (NHK), le nombre de foyers équipés progresse de 10 % par mois, soit 4,4 fois plus vite que l'année précédente. 373 000 foyers possèdent leur propre équipement de réception tandis que 511 000 foyers reçoivent les émissions par l'intermédiaire du câble ou d'une antenne collective.

L'EGALISATION DYNAMIQUE

Le système Midi CDS-3300 d'Aiwa utilise un processeur sonore BBE. Ce Barcus Berry Electronics system se différencie d'un égaliseur graphique conventionnel par le fait qu'il contrôle la dynamique du signal. Le système BBE travaille comme un correcteur de phase dans les fréquences moyennes et hautes et apporte une compensation dynamique sélective en fonction de la composition du signal en fréquences. Il utilise des circuits à contrôle de gain automatique. Le système BBE avait été développé pour les industries d'enregistrement et de radiodiffusion. Aiwa a réussi à le rendre compétitif en prix pour l'audio domestique, en réalisant un circuit intégré spécialisé qui supporte tout le système BBE.

VISER EN COULEUR

Hitachi nous avait déjà proposé un viseur couleur pour caméscopes, mais cet écran de grande taille était quelque peu encombrant. Celui de Seiko Epson présente une diagonale de moins d'un pouce (0,94'') plus compatible avec la miniaturisation grandissante des caméscopes. L'écran Seiko mesure 14,3 mm sur 19,2 mm. Il propose 220 × 320, soit 70 400 pixels, un rapport de contraste de 100:1 et une résolution de 200 lignes horizontales et 200 lignes verticales (en NTSC). Cet écran à cristaux liquides utilise la technologie à matrice active de transistor à film mince. La haute densité en pixels a été rendue possible grâce à l'implantation des circuits intégrés conjointe au dépôt des éléments-image. Un tel viseur présente un encombrement comparable à celui du classique tube cathodique noir et blanc, mais le gain en poids et en consommation électrique est très sensible, et le prix n'est que de trois fois supérieur.

P. LABEY

LE MOUVEMENT DES SATELLITES

(suite 2e partie et fin)

MAINTENANT, LANÇONS !

Imaginons maintenant (fig. 4) qu'on lance un objet, attiré suivant la loi de Newton par le point T, de masse M, depuis un point de départ (D), avec une vitesse initiale V_o, caractérisée par l'angle d de la direction de cette vitesse avec la direction TD.

Pour connaître la trajectoire, il faudra quelques calculs, pas trop compliqués, dont nous donnons ici les résultats.

On peut démontrer que, pour obtenir une trajectoire circulaire (parcourue à vitesse constante) autour de T, centre de la Terre, il faut que :

– l'angle d soit droit ;

– la vitesse initiale V_o ait la valeur $V_c = \sqrt{kM / r_o}$

en désignant par M la masse de la Terre, et par r_o la distance TD.

Si l'angle d n'est pas droit ou/et si V_o n'est pas égal à V_c, la trajectoire n'est plus circulaire.

Nous désignerons par m le rapport $m = V_o / V_c$

Nous désignerons par C la « constante aréolaire », qui intervient dans les calculs, et vaut :

$C = r_o V_o \sin(d)$

où la notation sin(d) désigne le sinus de l'angle d.

On peut démontrer, assez facilement, que si l'on a :

$m > 1,414$ (soit $\sqrt{2}$)

le mobile lancé s'écarte indéfiniment de T, suivant une trajectoire dite « hyperbolique », et ne revient jamais. C'est le cas des « sondes planétaires », comme Mariner, Voyager, Marskod, etc., que nous n'étudierons pas ici.

Les calculs montrent que, dans le cas où $m < 1,414$ (ce qui donne une trajectoire elliptique), le grand axe 2 a de la trajectoire (donc la période T, qui lui est liée par la 3e loi de Kepler) n'est fonction que de V_o (donc de m), et pas de l'angle d :

$a = 2 r_o / (2-m^2)$

$T = 2 \pi \sqrt{r_o kM / (2-m^2)}$

L'excentricité e, est fonction de m (donc de la vitesse) et aussi de l'angle d :

$e^2 = 1 + m^2 + (m^2-2) \sin^2(d)$

Les vitesses à l'apogée et au périgée sont :

$V_p = C / a(1+e)$
$V_a = C / a(1-e)$

LES « BONS » LANCEMENTS... ET LES AUTRES !

Suivant les valeurs de V_o et de l'angle d, les trajectoires ont des formes très diverses. Mais il convient bien de noter que certaines trajectoires sont assez... théoriques.

Sur la figure 4, le cercle en pointillé S représente la surface de la Terre. Autrement dit, la trajectoire (1) (en trait plein) est parfaitement valable, avec son apogée en A et son périgée en P (on suppose qu'il est à plus de 300 km de la surface de la Terre, pour éviter la traversée de l'atmosphère).

En revanche, la trajectoire (2) (en traits mixtes), correspondant à une valeur de V_o (donc de m) trop petite, a le grave inconvénient de... rencontrer la surface de la Terre au point C (C comme Catastrophe), point où le « voyage » du mobile se termine avec un grand bruit bête.

Oui, on peut, pour les calculs, remplacer la Terre par un point où toute sa masse est concentrée, mais il faut aussi que le périgée de la trajectoire soit... au-dessus de la surface terrestre, et, si possible, à 300 ou 400 km d'altitude, pour que le mobile ne rencontre pratiquement plus d'atmosphère (plus haut encore si le mobile a un petit rapport surface/masse).

On en déduit que la trajectoire la plus économique (celle qui nécessite le minimum d'énergie pour lancer le satellite) est celle qui, à partir d'un point D situé à peu près à 300 ou 400 km d'altitude, lance avec m=1 et un angle d=90°. On a alors une trajectoire circulaire, à 300 km d'altitude par exemple, soit à 6 670 km du centre, ce qui correspond à une période :

T = 5 400 s, soit 90 mn

C'est la période classique des satellites « quatre-vingt-dix minutes », ou satellites bas, qui font le tour de la Terre en une heure et demie, à la vitesse constante de 7,76 km/s (qui est aussi la vitesse que l'on doit communiquer au satellite, dans une direction horizontale (d=90°) pour obtenir cette trajectoire.

C'est ce qui explique que tous les lancements (Ariane, Navette, etc.) commencent toujours par une montée à la verticale (pour traverser le plus vite possible les couches denses de l'atmosphère), la trajectoire s'inclinant progressivement jusqu'à l'horizontale, à haute altitude, pendant que la vitesse croît jusqu'à la valeur finale désirée, qui sera notre valeur V_o sur la figure 4.

ET L'ORBITE DE CLARKE

Rendons à... César (ou plutôt au romancier américain Clarke, grand auteur de science-fiction) ce qui lui re-

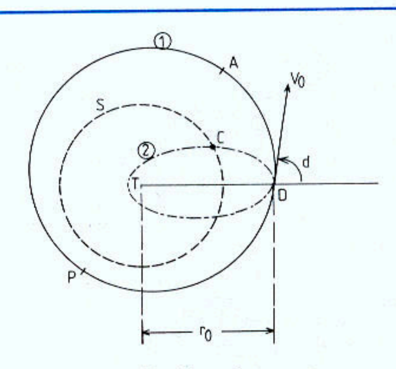


Fig. 4. – On lance un satellite depuis le point D, avec une vitesse initiale V_o, la trajectoire (1) en trait plein est correcte, elle a son périgée en P et son apogée en A. A l'opposé, la trajectoire (2) (traits mixtes), ayant son périgée... à l'intérieur de la surface terrestre (trace S), correspond à un cas où le satellite percute la Terre en C.

vient. Car c'est lui qui a suggéré, vers les années 1950 et même un peu avant, de lancer un satellite sur une orbite suffisamment lointaine pour qu'il tourne autour de la Terre à la même vitesse que cette dernière tourne sur elle-même, condition nécessaire pour que le satellite reste indéfiniment à la verticale d'un point donné de la Terre.
Clarke fut traité d'idiot, de visionnaire délirant par beaucoup de gens, mais... pas très longtemps, car c'est en 1963 (le 14 mars) que fut lancé le premier satellite « géostationnaire », c'est-à-dire sur l'orbite définie par Clarke.
Quelle est cette orbite ? D'abord, elle doit correspondre à une période exactement égale au temps que met la Terre pour faire un tour sur elle-même.

LA VITESSE « BIEN CONNUE » DE ROTATION DE LA TERRE

Ce temps, vous le connaissez, bien sûr ? Vous avez dit 24 heures ? Vous n'êtes pas le seul à le croire, mais c'est inexact.
En effet, c'est au bout de 24 heures, en moyenne, que le Soleil repasse dans la même direction (disons exactement au sud, ce qui signifie qu'il passe dans le méridien contenant le point d'observation). Mais... la Terre a dû, pour cela, faire un peu plus d'un tour.
La figure 5 indique (sans respecter les proportions ni les valeurs relatives d'angles) comment se présente la Terre lors de son voyage autour du Soleil. On suppose que le tout est vu d'un point très au-dessus de l'orbite terrestre (le plan de cette orbite est nommé « écliptique »), en appelant « dessus » ce qui est du même côté de l'écliptique que le pôle nord de la Terre (ce type de dénomination fait toujours un peu tiquer les Australiens, entre autres).

Au temps « zéro », la Terre est dans une position donnée, T_o, et l'observateur O (situé dans l'hémisphère nord) voit le Soleil exactement au sud. Quand la Terre a fait un tour exact sur elle-même, soit au temps t_1, elle est en T_1, mais l'observateur O ne voit plus le Soleil au sud, parce que, pendant que la Terre faisait un tour sur elle-même, elle a tourné d'un angle a autour du Soleil.
Sur la figure, l'angle a a été fortement exagéré, car il est de l'ordre de un degré (360° en 365 jours 1/4). Quoiqu'il en soit, pour que l'observateur O retrouve le Soleil en direction du sud, il devra attendre l'instant t_2, postérieur à t_1, la Terre se trouvant en T_2.
Autrement dit, en une année non bissextile (365 jours), notre observateur a bien vu le Soleil passer 365 fois au sud, mais la Terre, elle, a fait 366 tours, car il faut tenir compte du tour qu'elle a effectué autour du Soleil.

LA CHAISE-SOLEIL ET LE LECTEUR-TERRE

Vous doutez encore ? Mettez, dans une grande pièce vide, une chaise, qui figure le Soleil. Vous représentez la Terre, et vous allez rester à distance constante de la chaise, en faisant autour d'elle un tour complet (dans le sens anti-horaire, si l'on vous regarde depuis le plafond) en quarante secondes, par exemple. En même temps, vous tournerez sur vous-même à raison d'un tour vrai en dix secondes, également en sens anti-horaire (vu depuis votre tête).
Quand vous serez revenu à votre point de départ, vous aurez bien fait quatre tours sur vous-même, mais vous n'aurez vu que trois fois la chaise juste en face de vous, vous n'aurez assisté qu'à trois « levers de chaise » (on ne peut parler de « lever de Soleil » !).
De même, en une année complète (à très peu de chose

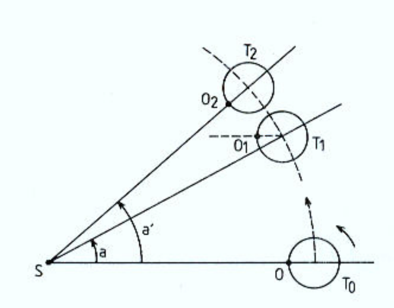


Fig. 5. – Quand la Terre, partant de T_o au temps t_o, a fait un tour complet sur elle-même, et se trouve en T_1 au temps t_1, l'observateur O ne retrouve pas le Soleil S à la même place qu'au temps t_o. Il doit donc attendre l'instant t_2 pour voir le Soleil repasser au méridien. Donc le « jour solaire » (qui vaut 24 heures en moyenne) est plus long que le temps mis par la Terre pour faire un tour sur elle-même, ce temps valant 23 h 56 mn 04 s.

près 365,25 jours), la Terre fait 366,25 tours sur elle-même.
Donc, pour faire un tour sur elle-même, elle prend :
24 h × 365,25/366,25
soit 23 h 56 mn 04 s
C'est cette durée, que les astronomes nomment « jour sidéral » (par opposition au « jour solaire », qui, lui, dure bien, en moyenne, les 24 heures classiques), qui devra être la période d'un satellite pour qu'il effectue une révolution autour de la Terre pendant qu'elle fait un tour sur elle-même.

SATELLITE GEOSTATIONNAIRE

Les formules données plus haut montrent que, pour cela, il faut que le grand axe de l'orbite soit de :

84,441 Mm, soit 84 441 km

D'autre part, la Terre tourne sur elle-même d'un mouvement uniforme ; il faudra donc que le satellite garde une vitesse constante sur son orbite, ce qui suppose qu'elle est circulaire.
Il sera donc à une distance constante de 42 220,5 km du centre de la Terre, soit à 35 853 km d'altitude en moyenne.
Il faudra, évidemment, que le satellite tourne dans le même sens que la Terre. Enfin, en examinant un peu les plans possibles d'orbites, on voit qu'il doit avoir la sienne dans le plan de l'équateur terrestre.
Donc, si on met un satellite sur une orbite circulaire, à environ 36 Mm (milliers de kilomètres) d'altitude, l'orbite étant dans le plan de l'équateur de la Terre, et la révolution du satellite se faisant vers l'est, notre satellite restera indéfiniment à la verticale d'un point fixe de l'équateur terrestre.
On dit qu'il est « géostationnaire ». Cette position, malgré l'inconvénient que représente la très grande altitude (le lancement coûte cher et les liaisons radio avec le satellite sont rendues plus difficiles du fait de la distance), a l'énorme avantage de permettre une liaison permanente entre deux points de la Terre, *via* le satellite (à condition, bien entendu, que le satellite soit en vue directe de ces deux points).
Avec les satellites « 90 mn », il n'y avait qu'un temps court d'utilisation possible, les antennes du satellite devant être en vue directe du point de la Terre d'où l'on émet et du

point où l'on reçoit. La première retransmission directe de télévision des Etats-Unis vers l'Europe, par le satellite « Telstar », en fin 1962, ne dura qu'une dizaine de minutes.
Autre avantage des satellites géostationnaires : l'orientation des antennes d'émission et de réception est fixe.
Il fallait donc utiliser cette orbite pour TDF 1, comme on l'a déjà utilisée pour bien d'autres satellites, à tel point que l'orbite de Clarke commence à être un peu... encombrée. N'oublions pas que cette orbite est un mince anneau, qui a bien 265 Mm de long, mais on ne peut mettre le satellite n'importe où sur cet anneau. A l'opposé, l'Espace est « inembouteillable » pour les satellites non géostationnaires.

COMMENT LANCER SUR L'ORBITE DE CLARKE ?

Nous avons vu plus haut que, pour obtenir une orbite circulaire à la distance r_o du centre de la Terre, il fallait communiquer à l'objet une vitesse :

$V_o = \sqrt{kM / r_o}$

dans une direction perpendiculaire à celle qui joint le centre de la Terre au point de lancement.
La solution la plus économique que l'on ait trouvé pour cela (n'allez pas conclure que le lancement se fasse pour quelques francs !) est celle que nous expliquons ci-après.
Si, d'un point (fig. 6) à une distance r_1 du centre de la Terre, on lance un objet avec une vitesse dirigée horizontalement et de valeur :

$V_1 = \sqrt{kM / r_1}$

il aura une trajectoire circulaire (1) (courbe en tirets).
Si la vitesse de lancement au point P, V_2, est supérieure à V_1, la trajectoire (2) aura un grand axe plus grand. Le périgée sera le point où l'on a communiqué au mobile cette vitesse supérieure, l'apogée A se situant plus loin (courbe en traits mixtes).
Si on laisse le mouvement se poursuivre, le satellite va, après être passé en A avec une vitesse minimale, reprendre de la vitesse en se rapprochant de la Terre, et il repassera au point P, en reprenant alors la vitesse V_2.
Mais si l'on désire que, arrivé en A, il se déplace sur une orbite circulaire (3) (en trait continu), il faudra, quand il passe en A, faire augmenter sa vitesse jusqu'à une valeur précise, au moyen d'un réacteur, dit « moteur d'apogée », que l'on allumera par télécommande au bon moment.
L'orbite elliptique (2), qui fait passer le satellite du point de départ P, proche de la Terre, à l'apogée A, est ce que l'on nomme une « orbite de transfert » ou « orbite de Ohmann ».

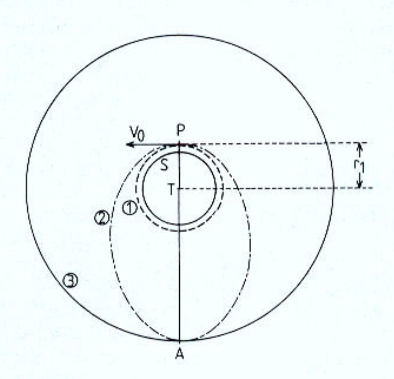


Fig. 6. – Depuis un point P, bien au-dessus de la surface S de la Terre, un mobile lancé avec la « vitesse circulaire » exacte décrit un cercle autour de la Terre (trajectoire 1). Si on force la vitesse en P, il décrit une orbite allongée, son apogée A se situant plus loin de la Terre. Si, au passage à l'apogée, on augmente encore sa vitesse de la valeur voulue, il se maintiendra sur l'orbite circulaire (3). L'ellipse en trait mixte est ce que l'on nomme une « orbite de Ohmann », pour le transfert sur l'orbite géostationnaire, par exemple.

QUELQUES CHIFFRES

Imaginons un objet amené à 300 km d'altitude par une fusée, qui lui communique une vitesse de 7,76 km/s ; il va tourner autour de la Terre sur une orbite circulaire à 300 km d'altitude en moyenne, avec une période de 90 mn.
Mais si, à cette même altitude, on lui communique une vitesse horizontale de 10,18 km/s, il va partir sur une orbite de transfert, dont l'apogée se situe à une altitude de 36 Mm environ. La période, sur cette orbite très elliptique, est de 10 h 32 mn. Il mettra donc 5 h 16 mn pour arriver à l'apogée.
Il y arrivera avec une vitesse de 1,61 km/s. Cela ne suffit pas pour se maintenir à cette altitude, car, pour un satellite géostationnaire, sur une orbite de grand axe 84,44 Mm, période 86 164 s = 23 h 56 mn 04 s, il faut une vitesse constante de 3,08 km/s.
Donc, quand le satellite arrivera à l'apogée, on va mettre à feu son moteur d'apogée, pour porter sa vitesse de 1,61 km/s à 3,08 km/s. Il restera alors sur l'orbite géostationnaire.
Il faudra, toutefois, de nombreuses retouches, infimes, pour amener son orbite a être « parfaite ». On les effectuera par télécommande, faisant partir de minuscules jets de gaz.
Il va falloir, ensuite, commander la position du satellite (on dit généralement son « attitude », expression dangereuse, car on la confond souvent avec « altitude »), également par des jets de gaz, pour que les antennes de notre voyageur soient exactement pointées dans les directions requises.

COMMENT « INJECTER » LE SATELLITE SUR L'ORBITE DE OHMANN

Nous avons vu qu'il faut communiquer au futur satellite géostationnaire une vitesse de 10,18 km/s (à 300 km d'altitude) pour qu'il monte jusqu'à l'orbite de Clarke. Il y a pour cela deux méthodes :
1° La méthode « navette », qui consiste à placer d'abord l'objet en orbite basse, à 300 km d'altitude, avec une vitesse voisine de 7,75 km/s ; après quoi, au moment voulu, on lui fait quitter cette orbite (dite « orbite de parking »), en l'accélérant de 7,75 à 10,18 km/s, au moyen d'un premier moteur, dit moteur de périgée (ou PAM = Perigee Acceleration Motor), ou « remorqueur ».
2° La méthode « Ariane » qui, en fin de combustion du troisième étage d'une fusée, amène directement la charge utile (satellite et moteur d'apogée) à la vitesse de 10,18 km/s.
La deuxième méthode va se généraliser au détriment de la première, la pauvre navette ayant eu les problèmes que l'on connaît, qui l'ont clouée au sol pour une longue période, indépendamment du fait que les PAM se sont souvent fort mal conduits.
C'est donc une Ariane qui (nous l'espérons au moment où nous écrivons ces lignes) a placé le fameux TDF 1 sur son orbite, ce qui va entraîner un grand bouleversement dans l'ère de la télévision.

J.-P. ŒHMICHEN

EXPERIMENTATION ET EVOLUTION DES CIRCUITS FONDAMENTAUX

LES CONFORMATEURS TRIANGLES/SINUSOIDES

Le cœur de tout générateur de fonctions est toujours un oscillateur où s'élaborent, simultanément, des triangles et des rectangles. Nous en avons, d'ailleurs, analysé un exemple dans un précédent article de cette rubrique (*Le Haut-Parleur*, n° 1747).
Dans ce type de générateur, la troisième forme d'onde fondamentale, la sinusoïde, dérive des triangles par leur mise en forme. Nous nous proposons, ici, d'expliquer le mécanisme de cette transformation, d'abord à l'aide de transistors à effet de champ, ensuite et surtout à partir de circuits à diodes, capables de performances nettement meilleures.

UTILISATION DE TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP

Simplifiée à l'extrême, la structure d'un transistor à effet de champ à jonction (J FET = junction field effect transistor) peut se réduire au dessin de la figure 1, relatif au cas d'un modèle à canal N. La couche de semi-conducteur N constitue, entre le substrat P et l'électrode de commande (grille ou « gate » G), le canal par lequel transite le flux d'électrons passant de la source S au drain D : il lui correspond le courant de drain I_D, dont le sens traditionnel va du drain à la source.

A priori, la figure 1 montre que le dispositif est totalement symétrique : drain et source y sont permutables. Dans la pratique, des impératifs de rendement (efficacité de la commande par la grille) et la nécessité de minimiser les capacités parasites conduisent à asymétriser la géométrie de la structure, donc à différencier la source du drain. Il n'empêche qu'on peut parfaitement, pour autant que n'interviennent ni les problèmes de pente, ni ceux de capacités, intervertir les deux électrodes extrêmes : ceci aura son importance pour l'application que nous allons analyser maintenant.

La figure 2 représente, pour diverses valeurs de la différence de potentiel grille-source V_{GS} (toujours négative ou nulle), l'allure des caractéristiques de drain, c'est-à-dire des variations du courant I_D en fonction de la tension V_{DS}. Par la suite, nous ne retiendrons que le cas où $V_{GS} = 0$, en nous limitant, de plus, aux tensions drain-source V_{DS} inférieures à la tension de pincement V_P. On se trouve alors dans la zone incurvée de la caractéristique, qui précède le palier horizontal I_{DSS}.

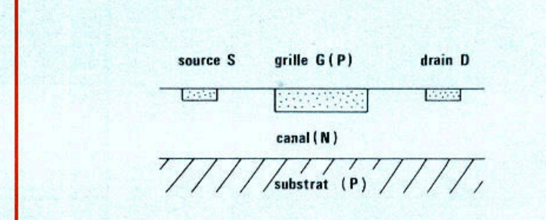


Fig. 1. – Structure d'un transistor à effet de champ à jonction (J FET).

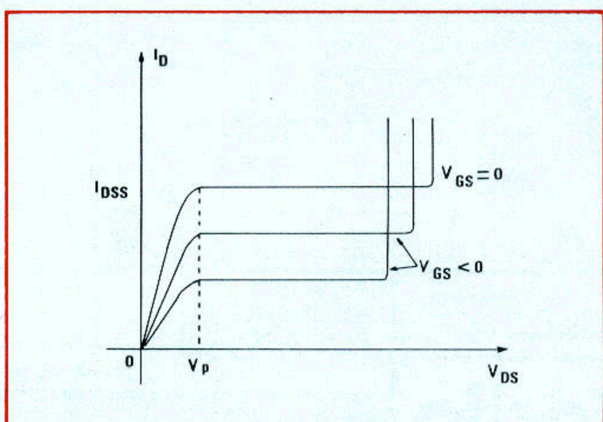


Fig. 2. – Caractéristiques de drain d'un transistor J FET.

LA CONFORMATION SINUS/TRIANGLES

Examinons le diagramme de la figure 3. Dans le premier quadrant, on y reconnaît la caractéristique du FET, supposée construite pour $V_{GS} = 0$. Appliquons alors, entre drain et source, et en lancée positive (drain positif par rapport à la source), la tension en triangle représentée en (1). A chaque point de cette courbe, donc à chaque instant t_1, t_2, t_3, etc., correspond une intensité du courant de drain I_D. En reportant ces intensités dans le quatrième quadrant, avec la même échelle des temps (inscrite cette fois sur l'axe horizontal du diagramme), on aboutit à la courbe (2), qui représente les variations du courant I_D en fonction du temps.

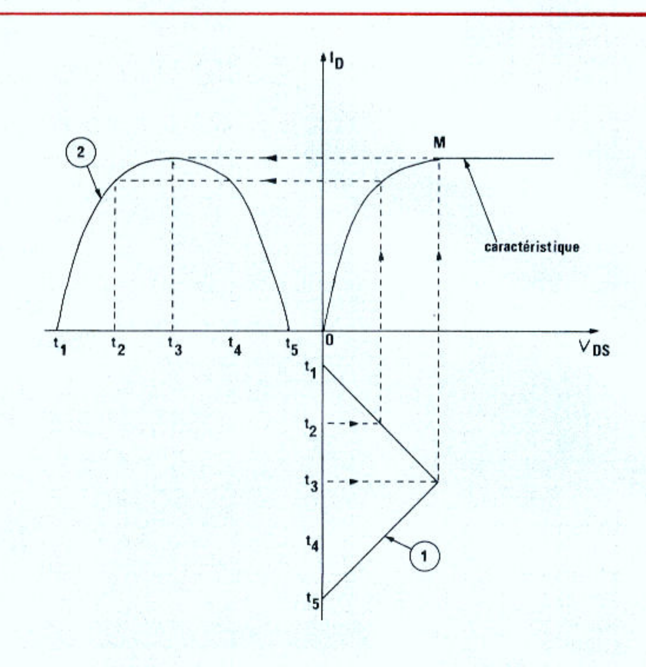


Fig. 3. – Variation du courant I_D en fonction de la tension V_{DS} appliquée en lancée positive en triangle, dans le temps.

Le calcul (à partir de l'équation de la caractéristique) et l'expérience montrent que la courbe (2) constitue une assez bonne approximation de sinusoïde, si l'amplitude des triangles conduit bien leur sommet à l'aplomb du point M de la caractéristique. Compte tenu des importantes dispersions généralement rencontrées, un ajustage de cette amplitude s'impose pour minimiser la distorsion, qui ne descendra pourtant guère au-dessous de 2 %.

Le même raisonnement et la même construction graphique s'appliquent aux alternances négatives des triangles, en intervertissant les rôles de la source et du drain dans le transistor à effet de champ. Finalement, pour disposer d'une tension sinusoïdale, il suffit de faire circuler le courant I_D dans une résistance.

Comme il ne peut exister qu'une sortie du conformateur, on adopte généralement le schéma pratique de la figure 4. Il est facile de voir que l'électrode de sortie (toujours la même évidemment) est la source pour les alternances positives, mais devient le drain pour les alternances négatives. C'est ce qui explique la nécessité de deux résistances de charge égales, R_3 et R_4, et d'une polarisation de la grille par R_1, R_2, D_1 et D_2. On ne travaille donc plus avec V_{GS} constamment nulle, ce qui complique encore le problème !

L'APPROXIMATION POLYGONALE

Dans la figure 5, l'axe des abscisses étant gradué en radians, on porte les tensions en ordonnées. La courbe (1), dans ces conditions, représente la sinusoïde d'équation :

$y = \sin x$

dont le sommet A, d'abscisse $x = \pi/2$, a pour ordonnée :

$y_A = \sin \frac{\pi}{2} = 1$

La dérivée, par rapport à x, de la fonction y, est la fonction :

$$y' = \frac{d \sin x}{d x} = \cos x$$

qui prend la valeur 1 pour x = 0. L'équation de la tangente à l'origine à la sinusoïde, est alors : $y_T = x$, et le sommet P du triangle qui « coiffe » cette sinusoïde, donc qui lui est tangent aux points O et N, admet pour ordonnée :

$y_P = \frac{\pi}{2} = 1{,}57$

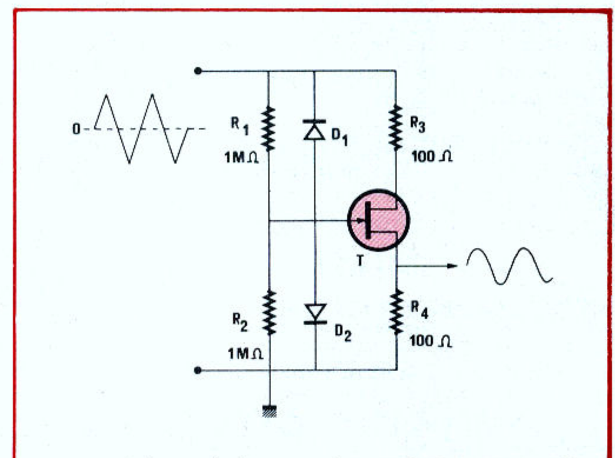


Fig. 4. – Schéma de la sortie d'un conformateur triangles/sinusoïdes à FET.

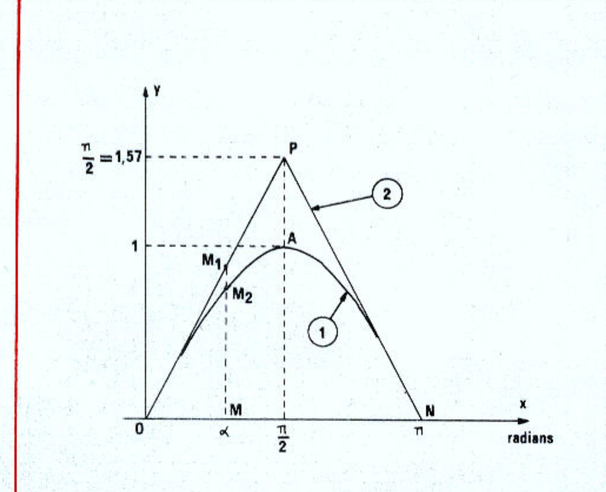


Fig. 5. – Mise en évidence de la nécessité d'introduire un rapport d'atténuation variable pour transformer un triangle en sinusoïde.

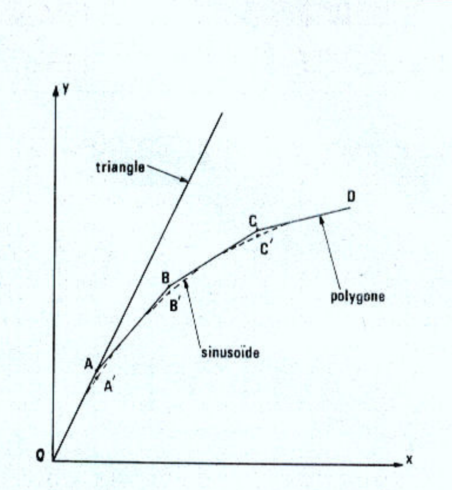


Fig. 6. – Obtention d'une sinusoïde par approximation polygonale (rapports d'atténuation variables).

On voit alors que, pour chaque valeur de l'angle x exprimé en radians, par exemple pour x = α, on passe du point M_1 sur le triangle au point M_2 sur la sinusoïde, par une atténuation de rapport :

$$k = \frac{MM_1}{MM_2}$$

Entre 0 et $\pi/2$, le rapport k croît régulièrement de 1 à 1,57. Il décroît ensuite entre $\pi/2$ et π, pour recommencer à croître à la demi-alternance négative, non représentée sur la figure. Le problème de la transformation de triangles en sinusoïdes sera résolu si on parvient à construire un atténuateur à rapport, automatiquement variable avec la valeur instantanée de la tension d'entrée, selon la loi déduite de la figure 5.

Dans la pratique, la variation continue du rapport d'atténuation k n'est guère possible à réaliser. C'est pourquoi on la remplace par une succession de rapports constants k_1, k_2, k_3..., aisément accessibles à l'aide de diviseurs résistifs. Cette méthode conduit, comme le montre la figure 6, à transformer les triangles en une courbe polygonale, formée de la succession des segments OA, AB, BC, CD, et ainsi de suite. Le problème se ramène alors à optimiser cette approximation, pour approcher au mieux la sinusoïde idéale, donc minimiser la distorsion.

LES PARAMETRES DU CHOIX

La distorsion sera d'autant plus faible que les écarts AA', BB'... entre les sommets du polygone et les points correspondants sur la sinusoïde sont eux-mêmes plus réduits. A l'évidence, on y parviendra d'abord en multipliant le nombre de points de cassure, c'est-à-dire le nombre de segments. Un calcul que nous ne développerons pas, en raison de sa longueur et de son caractère fastidieux, montre qu'on peut obtenir :

- Avec 4 points de cassure intermédiaires, entre l'origine et le sommet de la sinusoïde, une distorsion totale inférieure à 0,6 %.
- Avec 6 points de cassure intermédiaires, une distorsion inférieure à 0,3 %. Dans la plupart des générateurs de fonctions exploitant cette technique, c'est la première solution (4 points de cassure) qui est retenue, comme un compromis satisfaisant entre la complexité et le coût d'une part, et la qualité du signal d'autre part.

Naturellement, une fois le nombre de points de cassure choisi, il reste à déterminer deux autres paramètres :

- les angles α où doivent se situer les transitions,
- les rapports d'atténuation k correspondant à chaque segment.

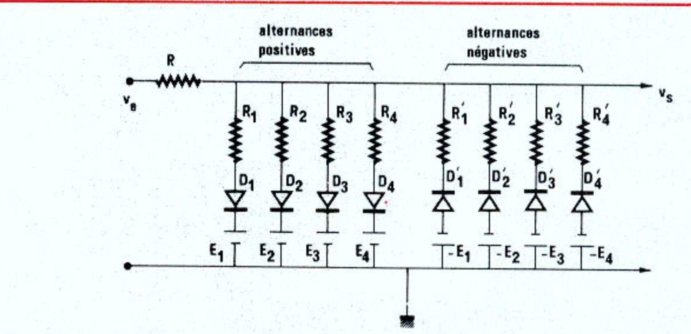


Fig.7. – Méthode utilisée pour obtenir quatre points de cassure entre l'origine et le sommet de la sinusoïde.

LA SOLUTION PRATIQUE DU PROBLEME

Le schéma de la figure 7 illustre la méthode utilisée. Nous y supposerons toutes les diodes parfaites, c'est-à-dire assimilables à des interrupteurs ouverts en polarisation inverse, et à des interrupteurs fermés en polarisation directe. Cette dernière hypothèse fait abstraction de la tension de seuil, dont il faudra tenir compte dans les calculs définitifs. Enfin, E_1, E_2, E_3 et E_4, ainsi que leurs symétriques (pôles positifs réunis à la masse), sont des sources de tensions continues, supposées dénuées de résistance interne, avec $E_4 > E_3 > E_2 > E_1$.

On applique, sur l'entrée du réseau, la tension triangulaire v_e, centrée sur le potentiel de la masse, et qui évolue entre $-V_e$ et $+V_e$. Considérons, pour commencer, l'alternance positive de ce signal : toutes les diodes D'_1 à D'_4, polarisées en inverse, sont alors bloquées, et nous n'avons pas à tenir compte de la deuxième partie du réseau (R'_1 à R'_4).

Dans la première partie :

- Tant que v_e reste inférieure à E_1, l'ensemble des diodes D_1 à D_4 reste polarisé en inverse. Tout se passe comme si aucune des résistances R_1 à R_4 n'existait. Le signal, à travers R, est intégralement transmis vers la sortie : c'est le segment OA de la figure 6.
- Si v_e dépasse E_1, mais reste inférieure à E_2, donc aux autres tensions continues, seule D_1 conduit. Le signal v_e est alors atténué dans le rapport :

$$k = \frac{R + R_1}{R_1}$$

Ce qui conduit au segment AB de la figure 6.

- pour v_e compris entre E_2 et E_3, le réseau atténuateur fait intervenir R, et R_1 et R_2 en parallèle, donnant le segment BC de la figure 6, et ainsi de suite.

Le même raisonnement, appliqué à la deuxième section de la figure 7, explique la mise en forme des alternances négatives du signal.

Toujours pour épargner au lecteur des calculs longs et ennuyeux, passons directement aux résultats. Nous adopterons, avec les quatre points de cassure, cinq intervalles égaux sur un quart de période. Chaque intervalle correspond alors à 18° ou 0,314 radian. Si on note, comme précédemment, V_e l'amplitude des triangles, et R la résistance placée à l'entrée du réseau, le tableau ci-joint donne les valeurs des diverses tensions de référence en fonction de V_e, et celles des résistances en fonction de R.

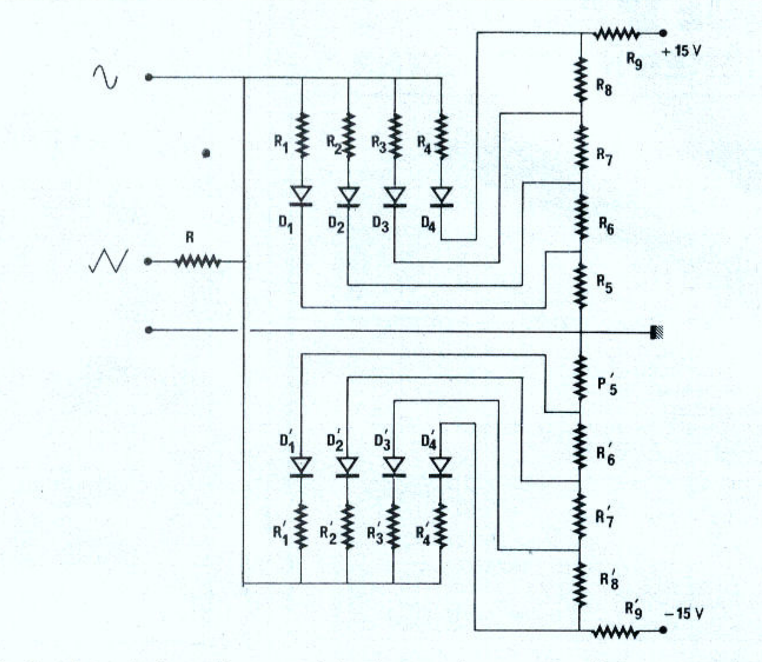


Fig. 8. – Exemple de conformateur à diodes avec diviseurs résistifs basse impédance donnant les références de tension nécessaires.

SCHEMA D'UN CONFORMATEUR

La figure 8, application directe des résultats précédents, montre un exemple pratique de conformateur à diodes. Les tensions de référence E_1 à E_4 et $-E_1$ à $-E_4$ y sont elles-mêmes déterminées par des diviseurs résistifs à basse impédance, pour obtenir des références de tension quasi parfaites.

On doit tenir compte, aussi, de la tension de seuil des diodes, soit 0,6 V environ pour des modèles au silicium (ici, des 1N4148 ou 1N914). Il faut abaisser d'autant les tensions de référence. Pour notre exemple, nous avons pris V_o à 10 V (triangles de 20 V crête à crête) et R = 100 kΩ. Les valeurs des autres composants deviennent alors :

$R_1 = R'_1 = 925$ kΩ
$R_2 = R'_2 = 345$ kΩ
$R_3 = R'_3 = 161$ kΩ
$R_4 = R'_4 = 24$ kΩ
$R_5 = R'_5 = 100$ Ω
$R_6 = R'_6 = 61$ Ω
$R_7 = R'_7 = 89$ Ω
$R_8 = R'_8 = 46$ Ω
$R_9 = R'_9 = 473$ Ω

Il est évident que, dans la pratique, on essaiera de se rapprocher de valeurs normalisées, chaque fois que la différence est négligeable : 910 kΩ pour R_1, 47 Ω pour R_8, 470 Ω pour R_9...

Avec le montage décrit, la sinusoïde obtenue offre une amplitude de 10 : 1,57 = 6,37 V. Il est évidemment possible de lui faire subir une amplification ultérieure...

R. RATEAU

α (degrés)	α (radians)	Tensions de référence	Résistances du diviseur
18	0,314	$E_1 = 0,255\ V_o$	$R_1 = R'_1 = 9,25$ R
36	0,628	$E_2 = 0,374\ V_o$	$R_2 = R'_2 = 3,45$ R
54	0,942	$E_3 = 0,547\ V_o$	$R_3 = R'_3 = 1,61$ R
72	1,256	$E_4 = 0,637\ V_o$	$R_4 = R'_4 = 0,24$ R

l'ABC de la micro-informatique

LES INTERFACES DE VISUALISATION

Si vous êtes un fidèle lecteur de cette série, vous pouvez vous demander la raison d'être de ce titre ; en effet, dans notre dernier article, nous avions annoncé une présentation des convertisseurs analogiques/digitaux et digitaux/analogiques. Nous avons décidé de différer cette présentation car ce sujet a été abordé très récemment par M. Oehmichen, dans sa série d'initiation à l'électronique.
Rassurez-vous, le sujet que nous allons traiter aujourd'hui est tout aussi intéressant, sinon plus, puisqu'il s'agit des interfaces de visualisation. En d'autres termes, nous allons vous expliquer comment font tous les micro-ordinateurs pour créer des images et, donc, générer des signaux vidéo propres à être compris par un téléviseur ordinaire ou un moniteur spécialisé.

RAPPELS DE TELEVISION

Afin de pouvoir vous expliquer comment est générée une image sur un écran TV, il nous semble indispensable de faire quelques rappels de vidéo afin que vous sachiez quel type de signaux va devoir produire l'interface de visualisation d'un micro-ordinateur.
Considérons un instant le contenu d'une caméra TV avec son tube capteur d'image (vidicon ou équivalent). Dans un tel tube, un faisceau d'électrons se déplace à la manière de nos yeux lorsque nous lisons un livre, c'est-à-dire qu'il parcourt une ligne, puis descend un peu pour parcourir la suivante, et ainsi de suite jusqu'à arriver à la fin de l'image filmée par la caméra.

Pour chaque point élémentaire ainsi exploré, la caméra génère un signal dit de luminance dont l'amplitude est proportionnelle à la luminosité du point considéré.
Pour reconstituer une telle image sur un récepteur TV, le tube cathodique, qui n'est autre que l'écran du récepteur, doit faire déplacer son faisceau d'électrons de la même façon que celui de la caméra et doit aussi tenir compte de l'amplitude du signal de luminance de la même façon. Il est bien évident que, pour que l'image reproduite soit identique à l'image filmée, il faut que les faisceaux d'électrons de la caméra et du tube cathodique du récepteur se déplacent au même moment et à la même vitesse. Pour parvenir à cela, même les composants les plus précis ne savent faire. Aussi la caméra génère-t-elle des informations dites de synchronisation. Ces informations se présentent sous la forme d'impulsions, à la fin de chaque ligne et de chaque image.
Un signal vidéo, c'est-à-dire un signal propre à produire une image TV, est donc constitué de deux composantes distinctes : une information de luminance qui correspond en fait à la luminosité des différents points de l'image et une information de synchronisation qui permet aux faisceaux d'électrons de se déplacer de la même façon au niveau de la caméra et du récepteur. Ces déplacements réguliers s'appellent les balayages et sont au nombre de deux : le balayage horizontal ou balayage ligne qui correspond au déplacement du spot de gauche à droite de l'écran et le balayage image ou trame qui correspond au déplacement du faisceau de haut en bas.
Un micro-ordinateur qui veut générer une image TV doit donc être à même de fabriquer ces deux informations, comme nous allons le voir dans un instant, mais, à ce stade de notre exposé, deux cas sont à distinguer. Si le micro-ordinateur doit pouvoir être utilisé avec un récepteur TV ordinaire, il faut en plus que les signaux respectent un certain nombre de normes définies par le standard télévision. Si, en revanche, le micro-ordinateur, utilise son propre moniteur et ne doit pas être compatible d'un récepteur TV ordinaire, il dispose de plus de liberté. Nous allons d'abord voir le cas le plus contraignant, qui est celui de la compatibilité TV ordinaire, l'autre en découlant de lui-même puisqu'il suffira de ne pas tenir compte des valeurs indiquées ci-après.
En France, le balayage vertical d'une image TV se fait à la fréquence du secteur EDF et

une image dure, de ce fait, 20 ms. Comme elle est composée de 625 lignes, chacune d'elles dure 64 µs. Par ailleurs, le signal vidéo a l'aspect indiqué figure 1. La partie basse du signal, comprise entre 0 % d'amplitude et 30 % de l'amplitude totale, véhicule les tops de synchronisation ligne et image. La partie « haute » du signal, c'est-à-dire celle comprise entre 30 et 100 % de l'amplitude totale, véhicule le signal de luminance. En outre, le niveau du noir correspond au haut des tops de synchro tandis que le niveau du blanc correspond à 100 % d'amplitude du signal. Cette façon de faire permet de placer les tops de synchro en dessous du niveau du noir et donc de les rendre « invisibles ».

Un tel signal vidéo, qui contient à la fois les informations de synchronisation et de luminance, est appelé signal vidéo composite. Il est en fait la somme de deux signaux : un signal de synchronisation qui ne comprendrait que les tops de synchro et un signal de luminance qui ne comprendrait que les informations de luminosité de l'image.

GENERATION D'UNE IMAGE PAR DES CIRCUITS LOGIQUES

La génération d'un signal vidéo, composite ou non, avec des circuits logiques est une opération relativement simple en théorie, mais sa réalisation pratique, jusqu'à ces dernières années, demandait un nombre de boîtiers très important. Heureusement, l'arrivée sur le marché de circuits intégrés à grande échelle, spécifiquement conçus pour cet usage, simplifie grandement le travail et permet même de proposer des cartes de visualisation couleur et graphique haute résolution, comme nous le verrons dans la suite de cet exposé.

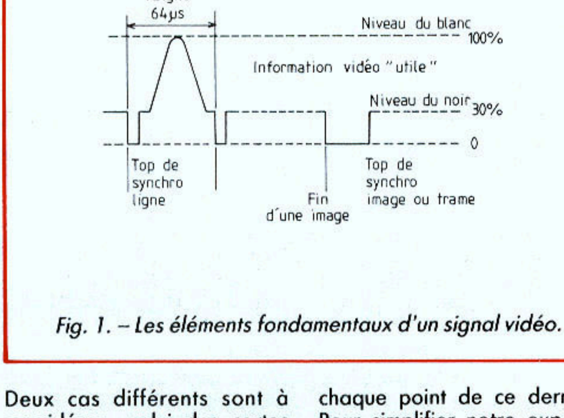


Fig. 1. – Les éléments fondamentaux d'un signal vidéo.

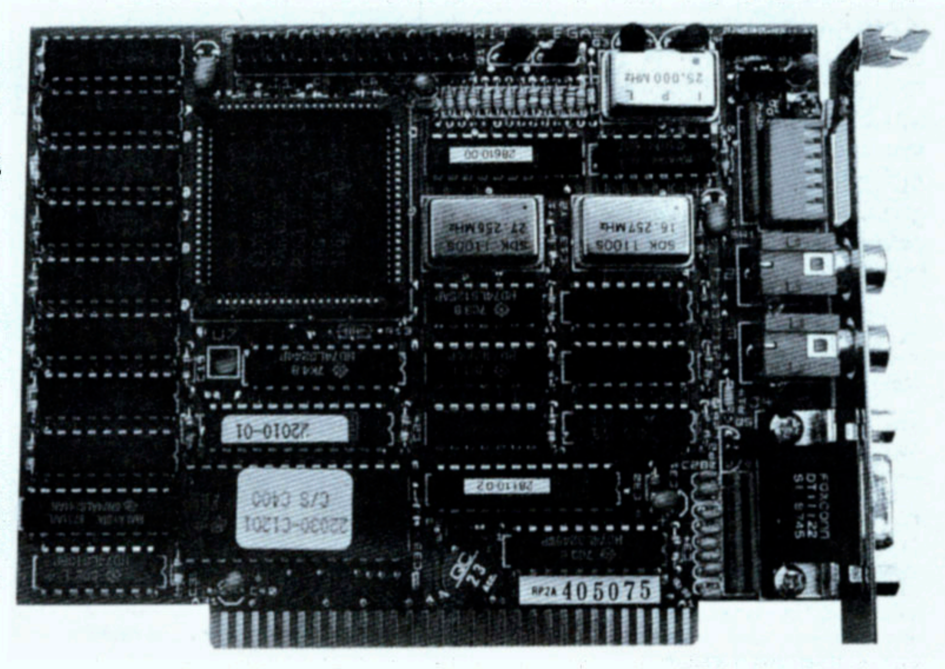
Deux cas différents sont à considérer : celui des cartes dites alphanumériques et celui des cartes graphiques. Les premières ne savent qu'afficher des caractères prédéfinis, analogues à ceux que vous trouvez sur votre clavier en général et, parfois, assortis de caractères graphiques mais respectant toujours des dessins établis à l'avance. Les secondes sont capables d'afficher n'importe quelle forme sur un écran puisqu'elles savent piloter individuellement chaque point de ce dernier. Pour simplifier notre exposé, nous allons commencer par les cartes alphanumériques ; les cartes graphiques en découleront d'elles-mêmes.

Ceci étant précisé, l'idée de départ d'une carte de visualisation est la suivante : pour pouvoir afficher sur un écran une page de texte, il suffit de savoir afficher le contenu d'une mémoire. En effet, si l'on procède de la sorte, le micro-ordinateur n'aura qu'à placer dans la mémoire ainsi visualisée les codes des caractères à afficher pour que ceux-ci apparaissent aussitôt sur l'écran. De plus, chaque emplacement sur l'écran correspondra à une adresse mémoire, et il sera facile de gérer ce dernier et donc d'écrire où l'on veut, par exemple.

Nous allons maintenant vous demander un petit effort de réflexion mais, une fois que vous aurez compris les quelques lignes qui suivent, les cartes de visualisation n'auront plus de secrets pour vous (ou presque !).

Pour afficher L lignes de C caractères, il va nous falloir une mémoire de L × C octets, chaque octet contenant le code ASCII (ou tout autre code d'ailleurs) définissant le caractère. Pour générer le signal vidéo, il va nous falloir faire les opérations suivantes :

– Balayer C adresses de la mémoire, ce qui fournira les informations de la première ligne.
– Générer un top de synchro ligne qui matérialisera la fin de la première ligne.
– Balayer à nouveau C adresses de la mémoire mais



Une carte de visualisation alphanumérique et graphique couleur d'un compatible IBM PC.

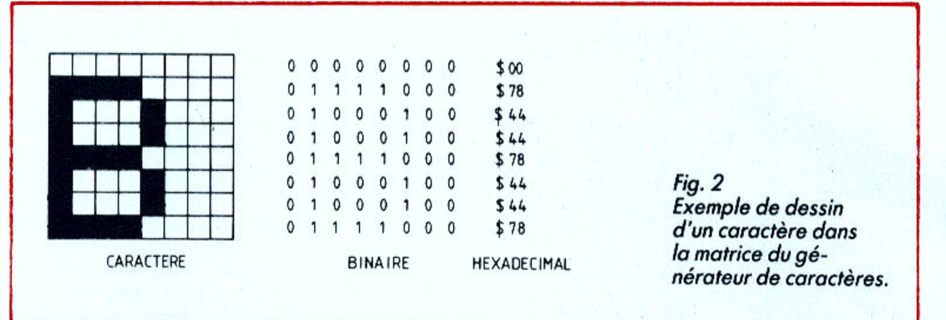


Fig. 2
Exemple de dessin d'un caractère dans la matrice du générateur de caractères.

en partant de la valeur finale précédente, ce qui fournira les informations de la deuxième ligne.

– Générer un top de synchro ligne qui matérialisera la fin de la deuxième ligne.

– Et ainsi de suite jusqu'à la dernière ligne qui sera, elle, suivie par un top de synchro image.

– Il faudra alors recommencer le processus au début de la mémoire, et ce à une vitesse telle qu'une ligne dure 64 µs et une image 20 ms.

Si vous nous avez suivi jusque-là, vous ne devez pas être très satisfait. En effet, on dispose, en sortie de notre mémoire, d'une suite de codes ASCII correspondant aux informations à visualiser, mais nous sommes encore loin du signal vidéo dont nous avons besoin. Pour le générer, il faut appliquer les codes ASCII ainsi obtenus à un circuit spécial appelé générateur de caractères. Ce circuit n'est autre qu'une mémoire morte qui contient, à l'adresse représentée en code ASCII de chaque caractère, une suite d'octets définissant la forme de ce dernier. En effet, un caractère peut être représenté par un ensemble de points qui sont allumés ou éteints et qui sont contenus dans une grille ou matrice de N lignes sur M colonnes. La figure 2 donne un exemple de contenu de générateur de caractères avec la représentation de la lettre B.

Si l'on admet que les points allumés correspondent à un 1 logique et les points éteints à un 0, on trouvera comme suite de codes à l'adresse de B : 00, 78, 44, etc.

Pour former le signal vidéo, il va donc falloir faire sortir ces lignes successives du générateur de caractères et, pour cela, nous allons devoir compliquer un peu l'exposé précédent. En effet, on ne va plus devoir générer une fois les C adresses qui correspondent à une ligne de caractères mais N fois ces mêmes C adresses, N étant le nombre de lignes de la matrice du générateur de caractères. Si cela ne vous semble pas évident, munissez-vous d'un papier, d'un crayon et d'aspirine et relisez calmement tout ce que nous venons d'écrire.

Une fois ce nouveau balayage d'adresses vu, il nous reste encore à faire subir un traitement aux informations issues du générateur de caractères ; en effet, pour chaque ligne de la matrice de ce dernier, on dispose d'une information binaire parallèle correspondant à une suite de points allumés ou éteints sur la même ligne. Il faut encore convertir cette in-

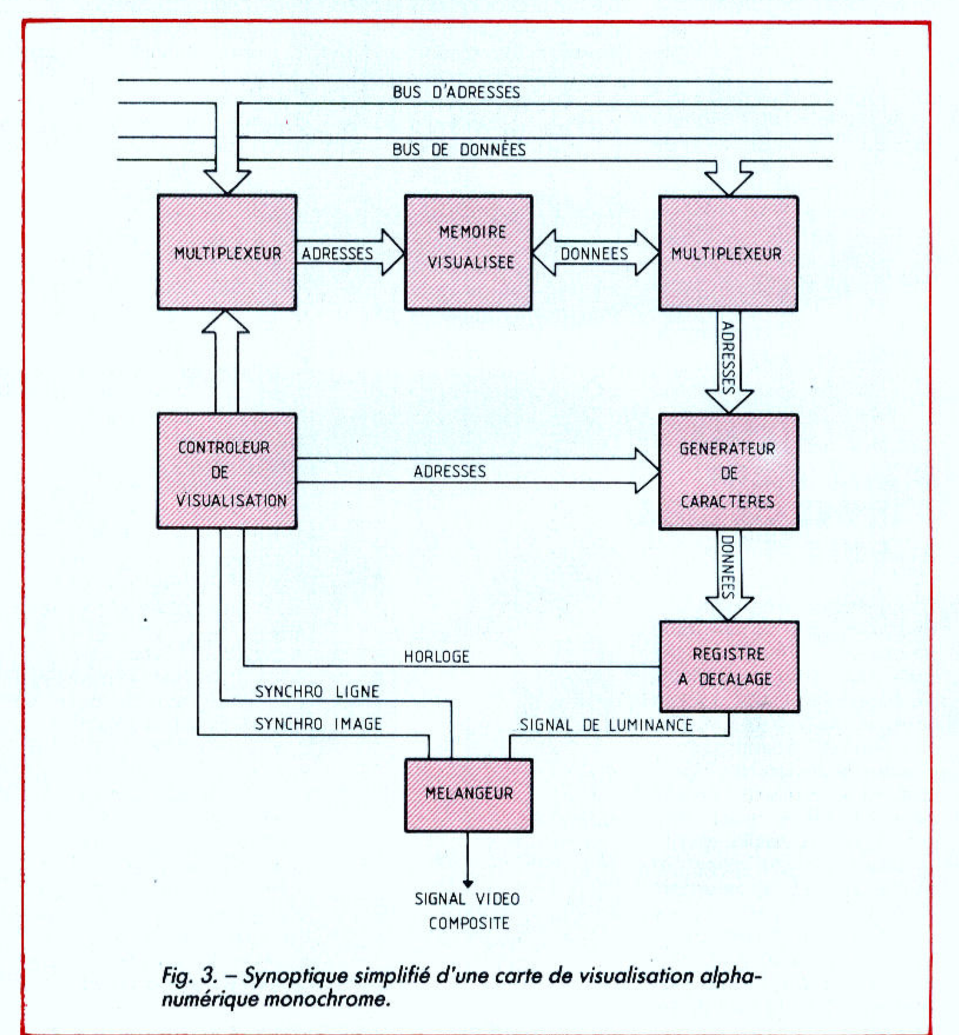
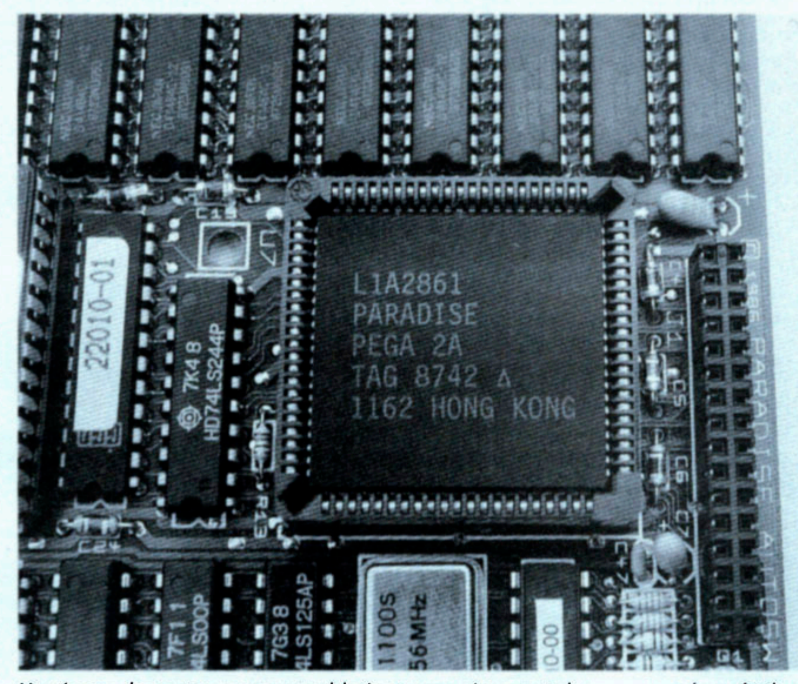


Fig. 3. – Synoptique simplifié d'une carte de visualisation alphanumérique monochrome.

formation de parallèle en série afin de générer le signal vidéo. Un simple registre à décalage recevant une horloge adéquate se charge de cette opération.

Tout ceci étant vu, nous pouvons maintenant vous proposer en figure 3 le synoptique d'une carte de visualisation alphanumérique monochrome puisque nous n'avons, pour l'instant, étudié que ce cas particulier. Sur ce schéma, nous retrouvons la mémoire vive, ou RAM, visualisée dont les lignes de données sont reliées au bus du microprocesseur mais aussi au générateur de caractères. Un multiplexeur se charge de la commutation afin qu'il n'y ait pas de conflit d'accès. De la même façon, les lignes d'adresses de cette mémoire sont reliées soit au bus d'adresses du microprocesseur afin que celui-ci puisse accéder à la RAM sans restriction, soit au circuit contrôleur de visualisation chargé de générer les adressages, ainsi que nous l'avons expliqué ci-avant. Selon le type de carte et les performances demandées, les multiplexeurs autorisent : soit l'accès du microprocesseur de façon prioritaire (ce qui génère des parasites sur l'écran à chaque modification des informations affichées), soit l'accès prioritaire du contrôleur de visualisation (ce qui retarde le microprocesseur et conduit à des affichages lents), soit, ce qui est le fin du fin, des accès « entrecroisés » ; l'un accédant à la mémoire quand l'autre n'en a pas besoin, et vice versa.



Un réseau de portes programmable (gate array) permet de proposer de multiples fonctions sous un très faible volume.

Le contrôleur de visualisation génère aussi des adresses à destination du générateur de caractères afin de balayer les N lignes de la matrice de chaque caractère, comme nous l'avons vu ci-avant. Comme c'est ce même contrôleur qui sait lorsque l'on termine une ligne et une image, c'est aussi lui qui génère les tops de synchronisation ligne et image.

La sortie du générateur de caractères, quant à elle, attaque un registre à décalage, en sortie duquel on trouve le signal de luminance. Selon le type de moniteur auquel l'information est destinée, on peut alors rencontrer un mélangeur qui se charge, avec les tops de synchro issus du contrôleur et le signal de luminance, de fabriquer un signal vidéo composite conforme à celui présenté figure 1. Ce mélangeur, indispensable sur les cartes de visualisation qui doivent pouvoir piloter un récepteur TV classique, disparaît sur certaines cartes capables seulement de commandes des moniteurs spécialisés ayant des entrées synchro et luminance séparées.

LE GRAPHIQUE ET LA COULEUR

Après tous les efforts accomplis aujourd'hui, nous avons appris à fabriquer un signal vidéo correspondant à un affichage alphanumérique monochrome. Or, la majorité des micro-ordinateurs actuels savent afficher des graphiques, et en couleur qui plus est ; il nous reste donc deux grands pas à franchir pour voir comment l'on passe du schéma de la figure 3 à celui utilisé sur les cartes qui équipent ces appareils. Ce sera l'objet de notre prochain article car, même si ce n'est pas très complexe une fois que l'on a compris l'exposé d'aujourd'hui, il faut tout de même quelques pages pour l'expliquer.

C. TAVERNIER



LE COMPACT-DISC

Cinq ans après sa commercialisation, le « Compact-Disc » – ou CD – demeure toujours un sujet de brûlante actualité. Nous n'en voulons pour preuve que les nombreuses questions que continue à susciter ce procédé de stockage des informations audio, dont les plus récents développements – tel le Compact-Disc Vidéo ou CD Vidéo – sont appelés à bouleverser bien des habitudes acquises en matière d'audiovisuel. Dans ce contexte, dix questions parmi les plus significatives ont été sélectionnées, à partir desquelles nous allons tenter de faire le point en ce domaine, mais surtout de répondre en abordant les différents aspects pratiques du problème, trop souvent négligés ou effleurés.

1 COMMENT SONT REALISES LES CD AUDIO ?

Exception faite de leur diamètre – 12 cm pour les modèles « standards » et 8 cm pour les modèles d'une durée équivalente à celle des « 45 tours » –, les CD Audio se présentent sous la forme d'une mince « galette » dont l'aspect le plus caractéristique est la surface métallisée et réfléchissante, agrémentée d'une irisation colorée et changeante selon l'angle sous lequel celle-ci est éclairée et observée.
Mais, au-delà de cette apparence toute physique, les CD abritent quantité d'éléments indiscernables à l'œil. Dont, tout d'abord, les nombreuses informations numériques porteuses du message audio, lesquelles se présentent sous la forme de minuscules alvéoles, de profondeur et largeur constantes (respectivement 0,6 micron et 0,12 micron) et de largeur variable (entre 0,9 et 3,3 microns), en fonction des signaux qu'elles traduisent.
Alvéoles responsables de la décomposition de la lumière – et qui se comportent à l'égard de celle-ci comme de minuscules prismes – et de l'irisation constatée. Ces alvéoles, rappelons-le, sont disposées selon une spirale à la surface des CD et utilisées pour traduire les différentes composantes caractéristiques du message numérique gravé sur le disque, constitué par une succession d'états électriques – respectivement « 0 » et « 1 » –, le premier correspondant à l'absence et le second à la présence d'une alvéole.
Réalisés par pressage à partir de matrices autorisant leur production en grande série, les CD Audio reçoivent, au stade final de leur production, une mince couche réfléchissante, recouverte ensuite par une pellicule transparente.
Une pellicule dont le rôle est loin d'être négligeable, puisque conçue pour soustraire les informations contenues à la surface des CD dues aux diverses agressions externes, telles que poussières, rayures, traces de doigts...
Mais à la condition expresse que ces agressions demeurent en dessous d'un certain seuil et ne soient pas trop pronon-

cées ; car, autrement, celles-ci opposant au passage aller et retour du faisceau laser un obstacle qui ne peut être compensé par les circuits correcteurs d'erreurs, non seulement le message sonore numérisé ne pourrait plus être décodé mais, phénomène plus grave, les signaux de « tracking » ne pourraient plus remplir leur rôle : d'où coupure de l'information audio, saut de plage, voire arrêt de la lecture du CD, selon l'importance des dommages causés à la pellicule protectrice.

2 QU'EN EST-IL DE LA DEGRADATION DES CD DANS LE TEMPS ?

Aux dires de certains, les CD ne seraient pas aussi « éternels » qu'on a bien voulu le laisser entendre jusqu'à présent, témoins diverses allégations entendues ici et là – puis rapidement infirmées car par trop hâtives, mais qui ont eu cependant le temps de faire « boule de neige » et de perturber bien des esprits – selon lesquelles les CD seraient amenés à se dégrader rapidement dans le temps.
Cela en raison notamment d'une oxydation spécifique du film d'aluminium utilisé pour la couche réfléchissante des CD. Oxydation qui se développerait rapidement au cours des ans et perturberait gravement la réflexion du faisceau laser d'analyse.
Un problème qui, selon les mêmes sources, serait résolu en ayant recours à un film d'or, métal inaltérable échappant au phénomène évoqué ci-dessus, et qui aurait déjà été utilisé pour certaines éditions de CD « de prestige » à tirage limité.
Une aubaine, au plan commercial, pour les éditeurs ayant saisi cette occasion propice pour prospecter un nouveau créneau de marché, mais qui ne repose sur aucun fondement technique sérieux, et encore moins sur une quelconque déclaration officielle venant de firmes dignes de foi.
En revanche, il est vrai, et démontré, que, lorsque la pellicule protectrice, transparente, des CD a été soumise à des dégradations mécaniques caractérisées – allant de la rayure profonde pénétrant jusqu'au film réfléchissant au dépolissage localisé, imputable à l'action d'agents chimiques agressifs –, les CD concernés perdent tout ou partie de leur lisibilité.
Mais cela pour la simple raison que le faisceau laser d'exploration des micro-alvéoles ne parvient pas à celles-ci ou se trouve encore diffracté inopinément par ces obstacles indésirables.
Un phénomène qui n'a évidemment rien à voir avec une hypothétique oxydation du film d'aluminium, soustrait, rappelons-le, au contact de l'air ambiant compte tenu qu'il est emprisonné dans cette pellicule protectrice. Ce dont cette dernière s'acquitte au mieux depuis que les premiers CD sont apparus sur le marché, aucun d'entre eux, à notre connaissance, n'ayant été affecté du plus petit signe d'oxydation, ainsi que le démontrent à l'évidence les premiers CD pressés, voici huit ans, et qui n'ont pris absolument aucune ride avec le temps.

3 QUE PEUT-ON LIRE AVEC UN LECTEUR CD ?

Longtemps cantonnés dans la lecture des CD « normaux », de 12 cm de diamètre, qui constituent encore l'immense majorité du catalogue des enregistrements numériques, les lecteurs de CD actuels peuvent être – du moins pour les plus sophistiqués d'entre eux – à même d'exploiter d'autres types de CD.
Et plus particulièrement les « mini » CD de 8 cm de diamètre, qui nécessitent toutefois des lecteurs spécialement conçus à leur intention et qui peuvent, selon le cas, être prévus avec ou sans adaptateur mécanique.
En revanche, les CD Vidéo de 12 cm – appelés également CD « Clips » en raison des quelques minutes d'images vidéo (5 min max.) précédant l'enregistrement numérique audio (20 min max.) – peuvent, quant à eux, être utilisés non seulement sur les lecteurs CD Vidéo mais également sur les lecteurs CD classiques, qui ne tiennent évidemment compte que du seul message audio de ces derniers.
Ainsi, une totale compatibilité d'utilisation caractérise ces divers types de CD, qui peuvent donc être lus sans adaptation particulière sur tous les appareils actuellement commercialisés. Cette remarque s'étend d'ailleurs aux modèles de CD comportant des signaux de codage supplémentaires autorisant – à partir de lecteurs pourvus d'une sortie numérique adéquate – la visualisation sur un écran de téléviseur d'informations complémentaires (texte, graphismes) se rapportant aux œuvres enregistrées.
Cette compatibilité de lecture s'étend d'ailleurs à la toute dernière variante du Compact-Disc, présentée à l'occasion du salon Infoptic, et qui a pour nom CD-TEL. Réunissant les techniques caractéristiques du CD Audio et du minitel, le CD-TEL est un disque compact totalement compatible d'emploi sur tous les lecteurs de CD existant actuellement sur le marché.
Seule différence marquante, le message sonore numérique qu'il contient est monophonique, la seconde voie enregistrée étant affectée au stockage de l'équivalent de 3 000 pages-écran minitel, dont l'exploitation nécessite le recours à une interface de raccordement afin de pouvoir visualiser ces dernières sur l'écran d'un téléviseur.

4 QUE PEUT-ON LIRE AVEC UN LECTEUR CD VIDEO ?

Fruit du rapprochement des lecteurs de vidéo-disques Laser-Vision et des lecteurs de disques compacts audio, les lecteurs CD Vidéo constituent une toute nouvelle catégorie de matériels pour lesquels ont notamment été étudiés les CD « Clips » de 12 cm, reconnaissables à leur aspect doré et offrant, rappelons-le, 5 minutes d'images vidéo en avant-programme des enregistrements audionumériques existant sur ces mêmes disques compacts.
Ces disques compacts du standard CD Vidéo ne sont pas les seuls à pouvoir être lus par ces nouveaux appareils. Ceux-ci acceptent en effet trois types de vidéo-disques : tout d'abord, les modèles 5 pouces (12 cm de diamètre) déjà évoqués ; mais également les vidéo-disques de 8 pouces (20 cm) et 12 pouces (30 cm). Ces deux derniers sont caractérisés par des programmes vidéo d'une durée de 40 minutes et 120 minutes respectivement et correspondent au « soft » du standard Laser-Vision, développé antérieurement au CD Vidéo. Lesquels se distinguent des disques compacts du standard CD Vidéo par le fait qu'ils sont enregistrés sur leurs deux faces (2 × 20 minutes, ou 2 × 60 minutes) à partir de signaux exclusivement analogiques, certains d'entre eux étant par ailleurs du type interactif et se prêtant à divers modes de lecture : arrêt sur image, avance image par image, ralenti, accéléré avant/arrière...

Ces divers types de vidéo-disques ne sont d'ailleurs pas les seuls à pouvoir être utilisés sur les lecteurs du standard CD Vidéo. En effet, ceux-ci sont conçus de manière à pouvoir reconnaître à la fois la taille et la nature des disques – audio et vidéo – qui leur sont confiés.
De ce fait, ils se prêtent à la lecture de tous les CD Audio enregistrés jusqu'à ce jour, qui bénéficient en plus, sur les lecteurs du standard CD Vidéo, de la possibilité d'affichage, sur l'écran d'un téléviseur de contrôle, de la fonction en cours.
D'où, véritablement, une compatibilité totale d'utilisation et une réelle universalité d'emploi.

5 LE SON EST-IL TOUJOURS NUMERIQUE SUR LES DISQUES LASER ?

Le propre des CD Audio est de comporter un son numérique, résultant d'un échantillonnage, suivi d'une quantification des signaux analogiques d'origine, correspondant à ce que l'on appelle improprement la « digitalisation ».
Toutefois, dans le cas des disques à lecture laser, qui englobent aussi bien les CD Audio que les vidéo-disques du type Laser-Vision, il est possible de faire appel à une autre technique pour l'enreglstrement de signaux stéréophoniques correspondant aux normes Hi-Fi.

Ce procédé n'est autre que la modulation de fréquence, similaire à celui retenu sur les magnétoscopes Hi-Fi, et dont on peut dire qu'il est très proche – au plan des résultats – de ce que l'on obtient dans le cas d'enregistrements audionumériques.
C'est ce procédé qui est notamment retenu pour les deux types de vidéo-disques du système Laser-Vision, compatibles avec les lecteurs du standard CD Vidéo.

Précisons que ces vidéo-disques peuvent être proposés en deux variantes. D'une part, les disques « Longue Durée », correspondant à la version dite CLV (Constant Linear Velocity), qui permettent jusqu'à deux heures de programmes (une heure par face) et sont lus à une vitesse variable, passant graduellement de 1 500 tr/min en début de lecture à 570 tr/min en fin de lecture, laquelle s'opère depuis le centre du vidéo-disque vers l'extérieur.

D'autre part, les CAV (Constant Angular Velocity) ; cette seconde variante correspond aux vidéo-disques « interactifs », lus à la vitesse constante de 1 500 tr/min et qui comportent en moyenne 20 minutes d'enregistrement par face.
Etant donné que, sur ces vidéo-disques, une image correspond à chaque tour de rotation, on peut en conséquence – et à l'inverse des modèles « Longue Durée » – procéder à un arrêt sur image, réaliser une lecture au ralenti ou en accéléré.

6 MONO OU TRI-FAISCEAUX, QUELLE FORMULE EST PREFERABLE ?

Après plusieurs années d'utilisation comparative de lecteurs CD équipés d'ensembles optiques mono ou tri-faisceaux, il semble bien que ces derniers aient un comportement plus satisfaisant que ceux équipés de « têtes » de lecture mono-faisceau. Non pas en ce qui concerne la qualité de la lecture du message audionumérique – en tous points comparable dans les deux cas –, mais bien davantage pour ce qui a trait à l'aptitude du système à compenser les erreurs de « tracking » inhérentes aux dommages causés à la pellicule protectrice transparente qui, lorsqu'elle est rayée en profondeur, comporte d'importantes traces de doigts, de dépôts de poussières ou de condensation d'humidité, pouvant fortement influencer la réflexion du faisceau laser et introduire des perturbations de lecture que ne parviennent pas à compenser les circuits correcteurs d'erreurs des lecteurs de CD.
L'expérience prouve d'ailleurs que bon nombre de CD défectueux, illisibles sur certains appareils dotés d'optiques mono-faisceaux, étant en général acceptés par des appareils tri-faisceaux, s'accommodent nettement mieux de ces divers types d'agression dont les effets sont beaucoup plus nocifs que l'on veut bien l'admettre généralement. Et que les codes de correction d'erreurs, incorporés dans le message numérique en vue d'annuler les effets perturbateurs de certaines pertes d'informations, ne permettent pas toujours de compenser. Cela en dépit du fait que, théoriquement, de tels codes peuvent inhiber des défauts occupant environ 2,5 mm sur la piste enregistrée (soit près de 7 mm après interpolation).

7 QUELLE EST LA DUREE DE VIE DE LA SOURCE LASER ?

Du type à semiconducteur (arséniure de gallium et d'aluminium), les sources laser utilisées sur les lecteurs de CD, dont le fonctionnement repose sur une amplification de lumière par émission stimulée de radiations (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation, d'où l'abréviation LASER), sont en fait des générateurs de rayonnement infrarouge de faible puissance.
A ce titre, les énergies mises en jeu sont peu élevées, et la durée de vie escomptée relativement grande : plusieurs milliers d'heures.
A ce jour, en tout cas, on ne peut dire que le problème du remplacement de ces sources semi-conductrices se soit véritablement posé sur le plan pratique, la fiabilité de ces dernières étant à l'image de celle du support, c'est-à-dire très grande.
En outre, en supposant que le changement de la source laser soit à envisager, celui-ci ne saurait être onéreux, compte tenu de la fabrication en très grande série de ces éléments, devenus d'un usage courant et dont les techniques industrielles de production sont maîtrisées depuis longtemps.
Quant à l'immobilisation éventuelle d'un lecteur CD nécessitant l'échange d'une telle source, elle est effectivement réduite au minimum, compte tenu que l'ensemble optique correspondant se présente généralement sous la forme d'un bloc aisément et rapidement démontable, dont la mise en place ne nécessite que quelques réglages peu complexes à mettre en œuvre au plan pratique.

8 EN QUOI CONSISTE LE SURECHANTILLONNAGE ?

Lors de la lecture d'un CD, la dernière étape de transformation des signaux consiste à passer de leur représentation numérique à leur équivalence analogique.
Il s'agit là d'une opération délicate entre toutes, car portant sur le filtrage d'un signal échantillonné (à 44,1 kHz).

Pour comprendre toute l'importance de cette étape, il faut se souvenir qu'à la sortie des convertisseurs numérique/ analogique utilisés dans les lecteurs de CD on recueille des signaux de type « en marches d'escalier » reproduisant approximativement l'enveloppe du signal analogique d'origine.
Les « marches » constitutives de ces signaux étant caractérisées par des fréquences situées au-delà du spectre audio – donc, en fait, supérieures à 20 kHz –, celles-ci doivent être éliminées au moyen d'un filtre passe-bas présentant des caractéristiques telles que leur niveau, à sa sortie, soit atténué d'au moins 50 dB.
Cela pour plusieurs raisons, et tout d'abord afin de « lisser » le signal audio transmis à l'installation de reproduction sonore ; ensuite pour éviter que des fréquences supérieures à 20 kHz ne soient inutilement amplifiées et deviennent la cause de distorsions par intermodulation ; enfin pour que les signaux ultrasonores correspondants ne puissent détériorer les tweeters des enceintes acoustiques lorsque ceux-ci sont sous-dimensionnés.
Une autre raison – et non des moindres – est que la réalisation d'un filtre analogique répondant à ces impératifs est à la fois délicate et fort onéreuse.
En revanche, lorsque l'on procède au suréchantillonnage – opération consistant à multiplier par un facteur (en général de 4) la fréquence d'échantillonnage d'origine –, on passe de la sorte de 44,1 kHz à 176,4 kHz, ce qui a pour effet d'améliorer le « lissage » des signaux en « marches d'escalier » dont le tracé se rapproche nettement plus du signal analogique d'origine, et qui deviennent de la sorte beaucoup plus faciles à filtrer. D'autant que, dans le même temps, la puissance du bruit de quantification se trouvant répartie dans une bande de fréquences quatre fois plus large, on gagne 6 dB sur le rapport signal/bruit final.

9 POURQUOI DES DECODEURS A 16 OU 18 BITS ?

Tout signal quantifié – c'est-à-dire ayant subi un traitement numérique – est normalement assorti d'un niveau de bruit résultant de sa conversion en un signal analogique ; bruit consécutif aux erreurs dues à son découpage en un certain nombre de paliers et dont le niveau est fonction de la « hauteur » de ces derniers.
En pratique, lorsque cette hauteur est réduite de moitié – ce qui revient à doubler le nombre de ces paliers pour une même tranche d'échantillonnage –, le niveau de bruit correspondant est lui-même réduit de moitié, sa valeur diminuant de 6 dB.
C'est ainsi qu'en remplaçant les décodeurs numériques/ analogiques de 14 bits (utilisés sur certains lecteurs de CD de première génération) par des décodeurs de 16 bits, on a pu passer d'un rapport signal/bruit égal à 14 × 6 = 84 dB dans le premier cas, à un rapport signal/bruit égal à 16 ×6 = 96 dB dans le second cas. Chiffre déjà fort remarquable, mais néanmoins encore amélioré avec les décodeurs à 18 bits permettant de parvenir, théoriquement, à un rapport signal/bruit de 18 ×6 = 108 dB, c'est-à-dire à un niveau totalement inaudible.
Mais cela sans compter sur les techniques de suréchantillonnage qui, lorsque leur facteur de multiplication est de 4, permettent de réduire au quart de sa valeur la puissance du bruit de quantification, donc d'améliorer de 6 dB le rapport signal/bruit caractérisant le décodeur numérique/analogique utilisé.
Ce qui explique notamment pourquoi les premiers décodeurs 14 bits – bénéficiant de la technique du suréchantillonnage et dotés de circuits de désaccentuation permettant de réduire d'environ – 7 dB le bruit de quantification dans le spectre audio – parvenaient à égaler et même légèrement dépasser (84 + 6 + 7 = 97 dB) les performances (96 dB) des décodeurs 16 bits.
Une histoire qui se répète aujourd'hui avec les décodeurs 16 bits, à suréchantillonnage, dont le rapport signal/bruit *intrinsèque* est comparable (96 = 6 + 7 = 109 dB) à celui des modèles 18 bits.

10 QUEL EST LE ROLE DE LA SORTIE NUMERIQUE ?

Indépendamment du message audio stéréophonique, de haute qualité, caractérisant les enregistrements numériques, ces derniers comportent un certain nombre d'informations permettant au faisceau laser – et à l'optique associée – de suivre avec précision la piste enregistrée, mais également de donner des indications quant au nombre de plages figurant sur le CD, de préciser leur durée et de faciliter leur recherche rapide. Une mission qui incombe aux bits dits de contrôle, dont seulement un quart est utilisé, 6 bits restant de ce fait disponibles.
Ce qui permet, dans le cas de CD comportant les informations complémentaires correspondantes, de visualiser sur l'écran d'un téléviseur de contrôle des textes, ou des graphiques – par exemple les paroles d'une chanson –, tandis que le message sonore est diffusé.
Une telle sortie permet également de recueillir directement les signaux numériques après leur lecture par l'ensemble optique de l'appareil, en vue de leur traitement par un convertisseur numérique/analogique externe, ainsi que pour leur exploitation dans le cadre de développements futurs prévus pour le standard CD audio.

C.D.

REALISATION *Flash*

FLANGER

A QUOI ÇA SERT ?

Le flanger est un effet pour guitare faisant intervenir des déphasages, un peu comme le phasing. Ici, on utilise un système à retard bref et variable, associé à un mélange de signaux.

LE SCHEMA

Nous vous avons présenté un conditionneur de signal que nous incluons dans le montage (cf. montage flash n° 10886, HP du 15 octobre 1988). Pour le transformer en flanger, on ajoute simplement une ligne à retard analogique, associée à une horloge de modulation du retard à très basse fréquence. Le schéma représente uniquement la partie complémentaire.

CI_{10} est un double ampli opérationnel monté en générateur de signaux. Sur la borne 7, on trouvera une dent de scie et sur la sortie 1, un signal carré. La fréquence se règle par P_1. La tension passe par P_2 qui dose l'amplitude de l'effet et est transmise à l'entrée de modulation de retard du TLC 555 qui est un « timer » à faible consommation. Ce circuit sert d'horloge pour générer la fréquence haute (de 40 à 350 kHz) nécessaire pour commander la ligne à retard ; sa fréquence se règle par P_3 et change la couleur de l'effet. Le circuit intégré CI_{12} utilisé ici est un RD 5106 de Reticon, l'une des rares sociétés à proposer ce type de circuit. Sa borne 1 reçoit la fréquence d'horloge, et le signal arrive sur l'entrée 5, polarisée par le potentiomètre P_5. Il est retardé dans le circuit et sort sur 4 où il va être filtré dans le conditionneur de signal. Il ressort ensuite en F où il est mélangé au signal direct. R_{43} sert à augmenter l'effet et se commutera par un interrupteur que l'on pourra baptiser « turbo », il y en a qui aiment ! Le transistor T_1 a été ajouté pour signaler la cadence de modulation, il n'est pas obligatoire.

REALISATION

Nous proposons ici un circuit qui complète le conditionneur (indispensable) déjà décrit dans notre précédent numéro. Le potentiomètre P_4 est câblé sur la plaquette avec les autres. Nous avons ajouté le condensateur C_{37} qui élimine des parasites dus à l'horloge. Si ces parasites ne s'entendent pas, C_{37} peut être omis, sinon il trouvera facilement une place sur le circuit du conditionneur.

Autre détail, le signal direct est pris sur le circuit intégré CI_1 a, broche.

Quelques valeurs du conditionneur sont à modifier pour optimiser le fonctionnement sur guitare : R_8 = 47 kΩ, R_{19} = 100 kΩ, R_{22} = 0.

L'implantation donne le câblage des composants du schéma additionnel et le raccordement avec le module conditionneur.

Les potentiomètres, notamment P_4, seront mis à la masse, les câbles allant à celui-ci auront leur blindage relié, d'un côté seulement à la masse.

Le montage alimenté, il vous reste à manipuler les potentiomètres pour obtenir l'effet recherché, P_4 est mis au centre, P_5 entre 1 et 2 heures.

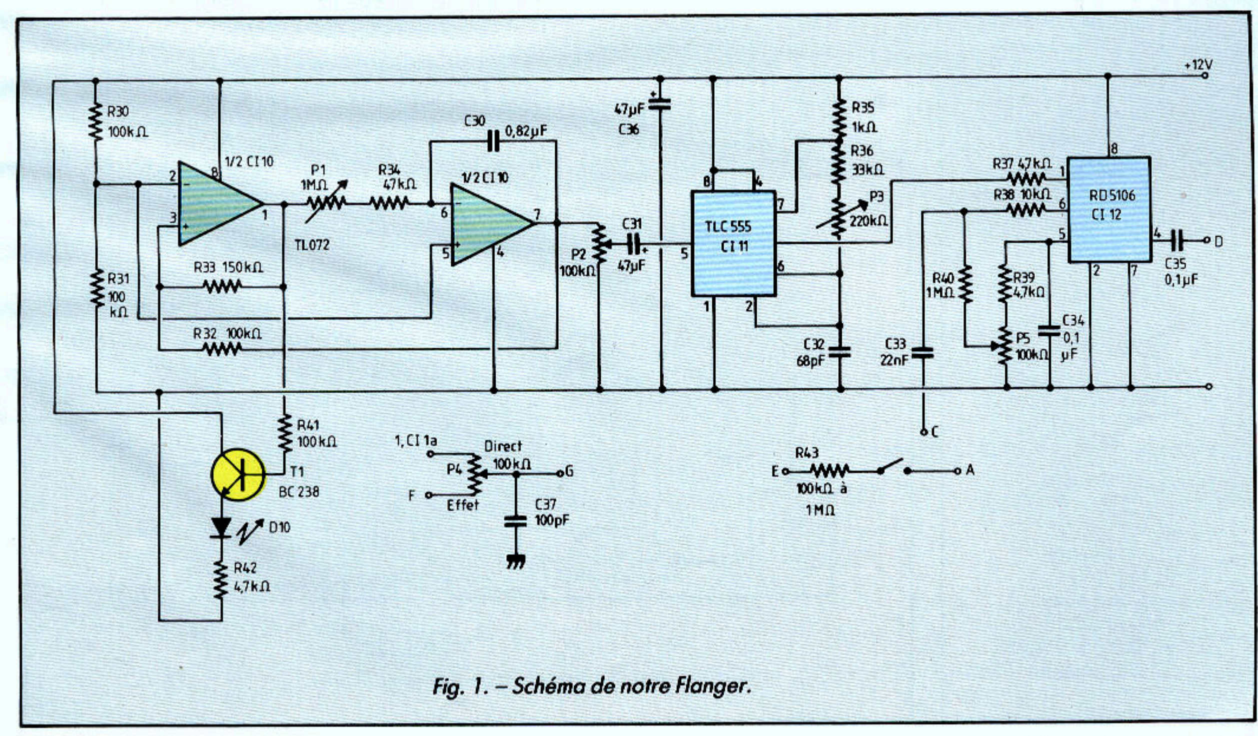


Fig. 1. – Schéma de notre Flanger.

N'oubliez pas l'interrupteur, son effet est plutôt violent, ajustez éventuellement R_{43} sans descendre au-dessous de 100 k...

De beaux effets, subtils avec un bruit de fond pas trop important (il existe quand même)...

LISTE DES COMPOSANTS

Résistances 1/4 W 5 %

R_{30}, R_{31}, R_{32} : 100 kΩ
R_{33} : 150 kΩ
R_{34} : 47 kΩ
R_{35} : 1 kΩ
R_{36} : 33 kΩ
R_{37}, R_{39}, R_{42} : 4,7 kΩ
R_{38} : 10 kΩ
R_{40} : 1 MΩ
R_{41} : 100 kΩ
R_{43} : 100 kΩ à 1 MΩ

Condensateurs

C_{30} : MKT 0,82 µF ou 1 µF 7,5 mm
C_{31} : chimique 47 µF 10 V radial
C_{32} : céramique 68 pF
C_{33} : MKT 22 nF 7,5 ou 5 mm
C_{34} : MKT 0,1 µF 7,5 mm
C_{35} : 0,1 µF 7,5 ou 5 mm
C_{36} : chimique 47 µF 16 V radial
C_{37} : céramique 100 pF

Circuits intégrés

CI_{10} : TL 072
CI_{11} : TLC 555
CI_{12} : RD 5106 Reticon

Potentiomètres

P_1 : 1 MΩ
P_2, P_4 : 100 kΩ
P_3 : 220 kΩ
P_5 : ajustable 100 kΩ

Divers

D_{10} : diode LED
T_1 : transistor BC 108 ou 238

Reticon, distribué par SEDIAME, B.P. 213
77243 Cesson Cedex
Tél. : (1) 60.63.42.28
Télex 693 167 F SEDIAME
Annuaire électronique : Reticon-Paris.

Fig. 2. – Circuit imprimé côté cuivre, échelle 1.

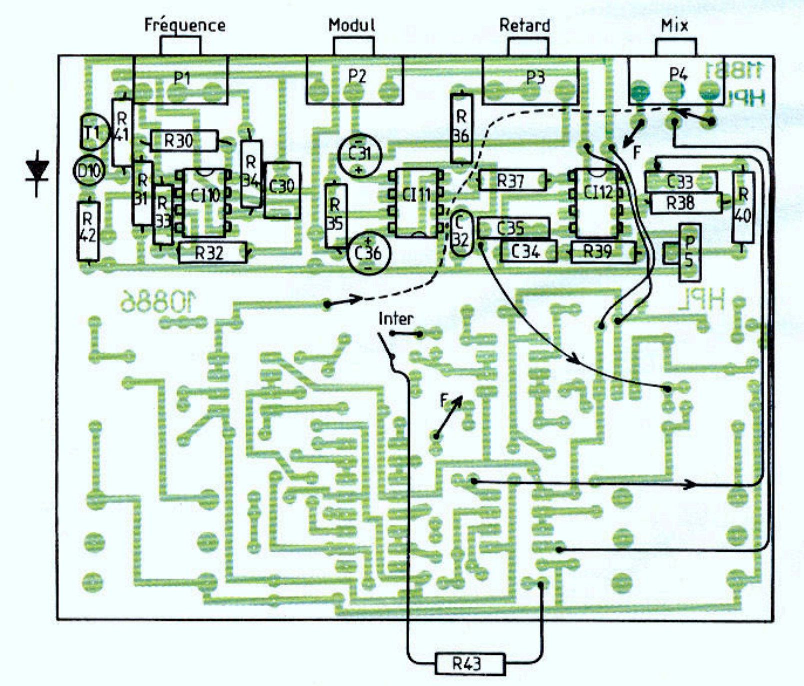
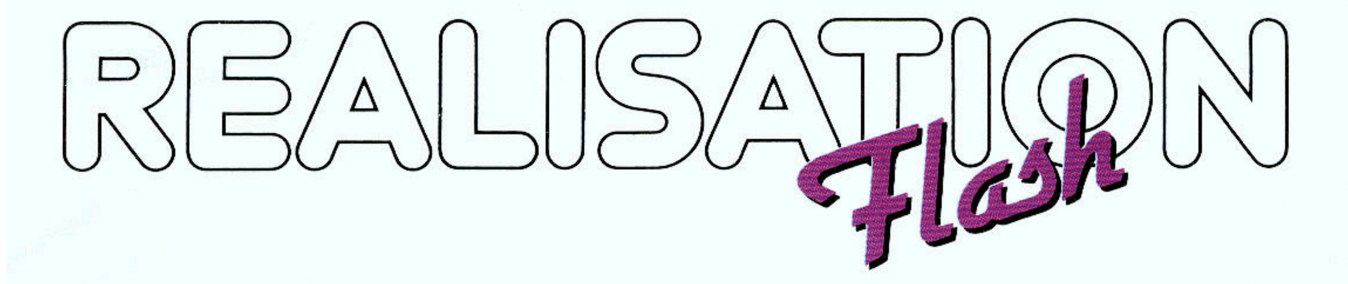
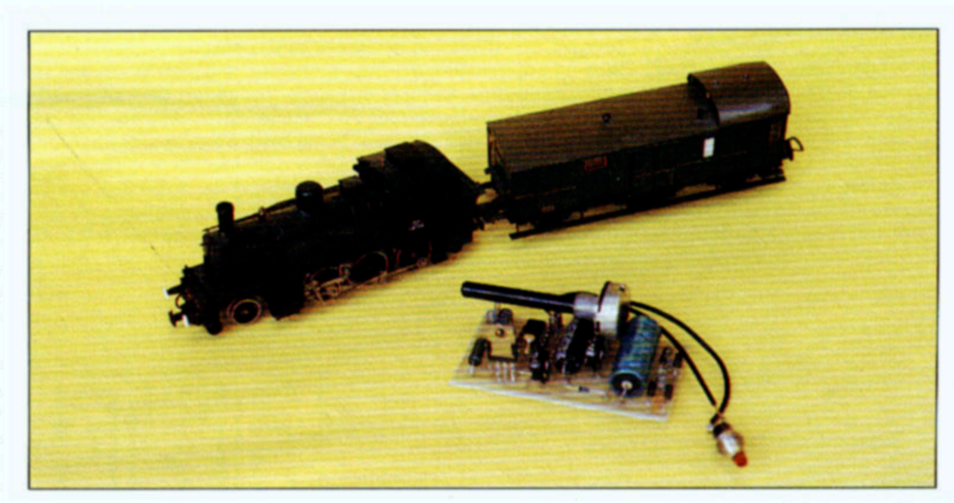


Fig. 3. – Implantation des composants.



VARIATEUR DE VITESSE POUR TRAINS MINIATURES



A QUOI ÇA SERT ?

La majorité des variateurs de vitesse pour trains miniatures sont constitués par un transformateur suivi d'un redresseur et d'un vulgaire rhéostat bobiné. Si un tel ensemble est satisfaisant pour une utilisation « jouet », ce n'est plus le cas pour une exploitation sérieuse.

La réalisation d'un variateur électronique s'impose alors, mais deux écoles s'affrontent : celle du variateur de tension continue, que nous vous proposons aujourd'hui,

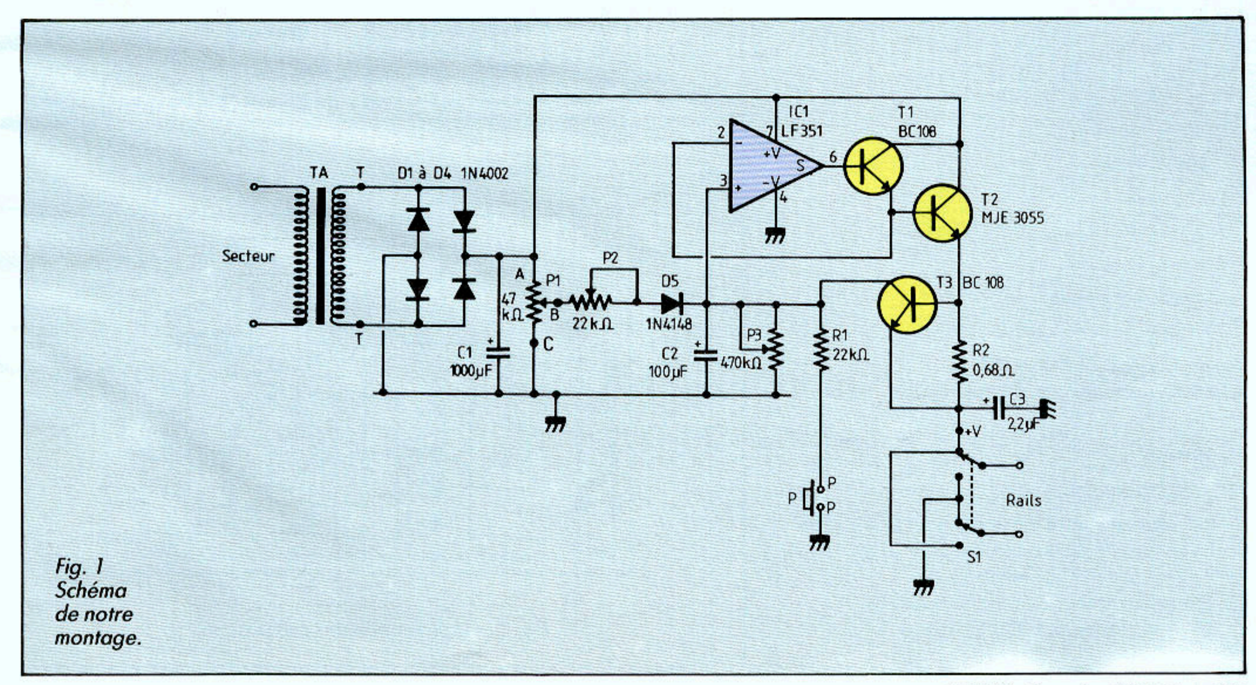


Fig. 1 Schéma de notre montage.

et celle du modulateur de largeur d'impulsion, qui fera l'objet d'un autre montage flash.
Quels que soient les avantages de l'une ou de l'autre solution, un fait est certain : elles sont toutes deux nettement meilleures que la solution originale surtout si, comme c'est le cas de notre montage, elles offrent des possibilités d'accélération et de ralentissement progressifs très réalistes.

LE SCHEMA

Le schéma d'un tel variateur n'a rien de très original. Après redressement et filtrage, la tension continue disponible est appliquée au potentiomètre de réglage de vitesse. Le curseur de ce dernier attaque l'entrée d'un amplificateur opérationnel *via* une cellule R-C constituée de P_2 et de C_2. Cette cellule interdit toute variation rapide de la tension d'entrée de l'ampli et permet donc une accélération progressive. Lorsque, après avoir choisi une vitesse, on manœuvre le potentiomètre vers le bas, la diode D_1 empêche ce dernier d'agir sur l'entrée de l'ampli qui voit alors sa tension d'entrée diminuer uniquement par la décharge de C_2 au travers de P_3, ce qui simule une lente décélération du train.
Le poussoir P est un frein de secours qui permet d'arrêter le train rapidement si nécessaire, mais avec toujours une certaine inertie dépendant de R_1.
L'ampli opérationnel est suivi par un montage darlington constitué par T_1 et T_2, afin de pouvoir fournir un courant de sortie suffisant. En outre, le transistor T_3 protège le montage contre les courts-circuits en limitant le courant de sortie à 1 A avec les valeurs des éléments visibles sur le schéma.

LE MONTAGE

Nous avons dessiné un circuit imprimé qui supporte tous les composants, à l'exception du transformateur, de l'inverseur de sens de marche, du poussoir de frein et du potentiomètre P_1.
Le montage ne présente aucune difficulté particulière. Le transistor T_2 est à monter sur un radiateur de taille suffisante après interposition des traditionnels accessoires d'isolement. Son emplacement en bord de circuit imprimé facilite cette opération.
Si vous souhaitez faire un contrôleur haut de gamme, vous pouvez sortir en face avant P_2 et P_3 ; vous disposerez alors de la possibilité de régler l'inertie à l'accélération par P_2 et à la décélération par P_3.
Si la rapidité du frein ne vous convient pas, vous pouvez l'augmenter en diminuant R_1 ou la diminuer en augmentant R_1.
Si la limitation de courant de sortie ne vous convient pas non plus, vous pouvez la modifier en changeant la valeur de R_2 et en appliquant la relation : $R_2 = 0,6 / I$, où I est le courant maximal exprimé en ampères.
Attention toutefois si vous dépassez 1 A ; il faut alors changer les diodes D_1 à D_4 pour des modèles supportant le courant désiré (diodes de la série 1N540X pour 3 A, par exemple).

C. TAVERNIER

LISTE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

IC_1 : LF351
T_1, T_3 : BC107, 108, 109, 547, 548, 549, 2N2222, 2N2222A
T_2 : MJE 3055, TIP 3055
D_1 à D_4 : 1N4002 à 1N4007
D_5 : 1N914 ou 1N4148

Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 %

R_1 : 22 Ω
R_2 : 0,68 Ω bobinée 3 W (voir texte)

Condensateurs

C_1 : 1 000 µF 25 V
C_2 : 100 µF 25 V
C_3 : 2,2 µF 25 V

Divers

P_1 ; potentiomètre linéaire 47 kΩ
P_2 : potentiomètre ajustable pour CI de 22 kΩ
P_3 : potentiomètre ajustable pour CI de 470 kΩ
P : poussoir contact en appuyant
S_1 : commutateur 2 circuits 2 positions
TA : transformateur 220 V-15 V, 1 A

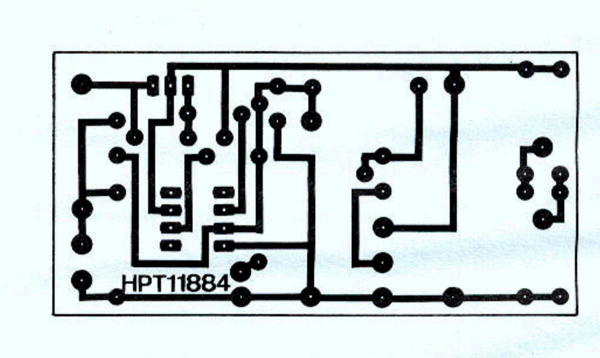


Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

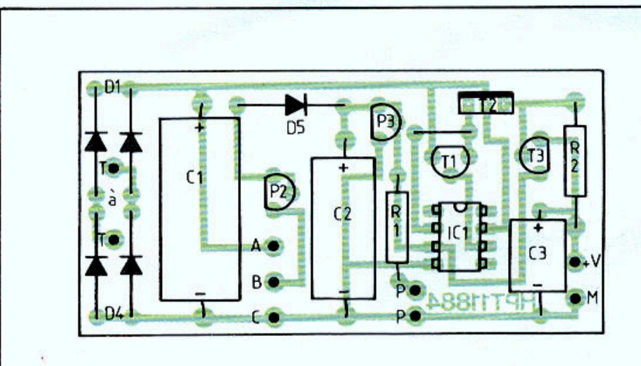


Fig. 3. – Implantation des composants.

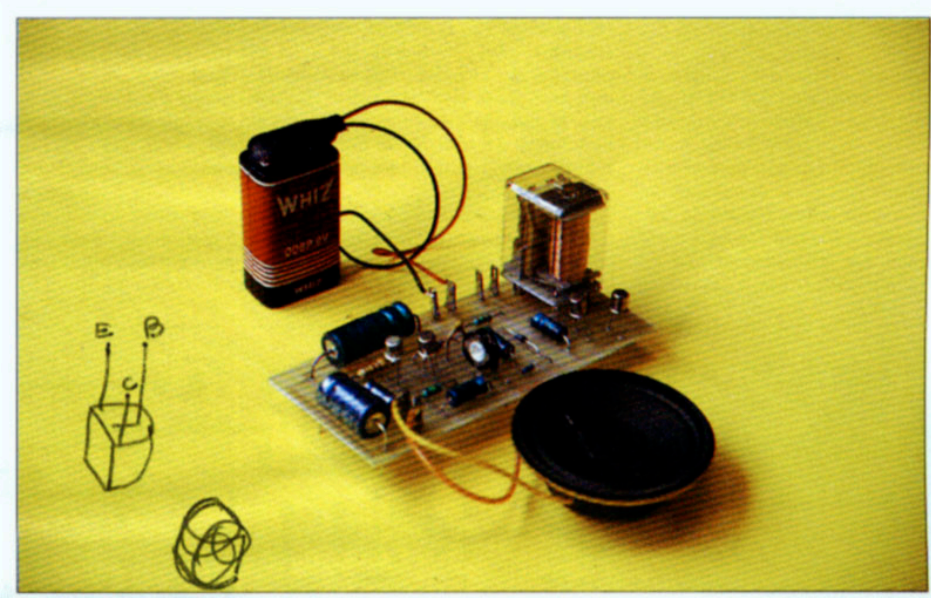
REALISATION *Flash*

INTERRUPTEUR COMMANDE PAR LE SON

A QUOI ÇA SERT ?

Notre montage, imitant en cela des homologues commerciaux notablement plus coûteux, fait coller un relais pendant quelques secondes lorsqu'il détecte un son d'amplitude supérieure à celle redéfinie par son réglage de sensibilité.

Il peut donc servir de détecteur sonore simple, bien entendu, mais aussi, en utilisant un petit haut-parleur en guise de micro, de détecteur de vibrations. Il peut donc être incorporé dans un système d'alarme ou de sécurité, d'autant que ses contraintes d'emploi sont inexistantes.



LE SCHEMA

Une fois n'est pas coutume, notre montage ne fait appel à aucun circuit intégré mais utilise tout au contraire de « vulgaires » transistors. Son prix de revient est, de ce fait, dérisoire, puisque lesdits transistors se trouvent sans difficulté à moins de un franc pièce.

Le micro, ou le haut-parleur utilisé comme tel, attaque un premier étage constitué par deux transistors montés en préamplificateur à grand gain et faible souffle selon un schéma très classique. Le gain est rendu ajustable par variation du découplage en alternatif de l'émetteur de T_2 et va de 400 à 10 000 environ selon la position du curseur du potentiomètre.

La sortie de cet étage est redressée par deux diodes au germanium (encore un aspect

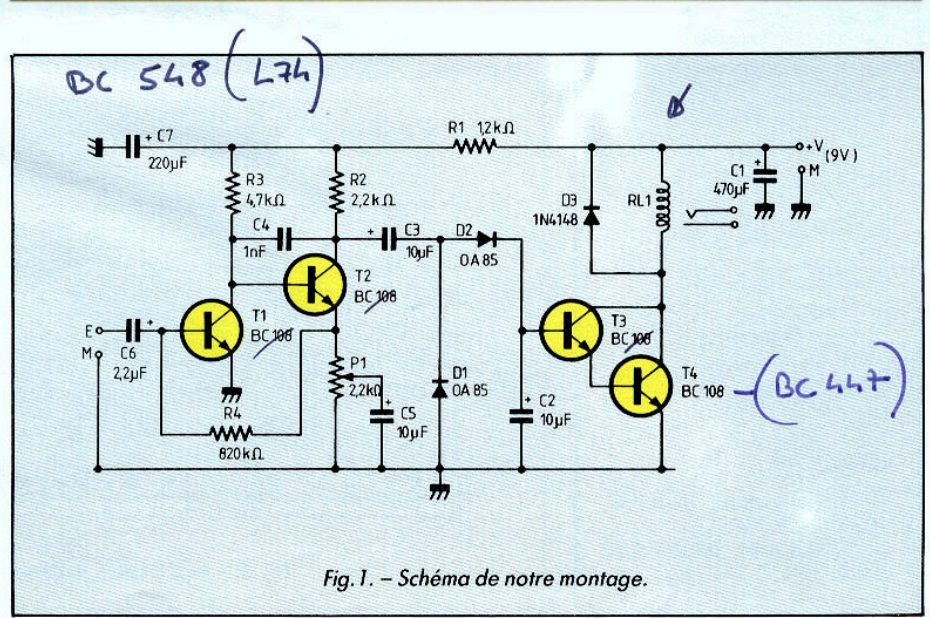


Fig. 1. – Schéma de notre montage.

INTERRUPTEUR COMMANDE PAR LE SON

« rétro » de notre montage) qui chargent le condensateur C_2. Lorsque l'intensité sonore est suffisante, et la durée du son également, la tension aux bornes de ce condensateur est capable de rendre conducteur le montage darlington de sortie, dans le collecteur duquel est placé un relais. Ce dernier colle alors pendant quelques secondes ; le temps exact dépendant de la charge du condensateur et, donc, du double facteur intensité et durée du son.

L'alimentation est confiée à une simple pile de 9 V. L'étage d'entrée est découplé par une cellule RC afin d'éviter toute réaction en raison de son très grand gain. La consommation au repos est de l'ordre de 2 à 3 mA pour monter à une centaine de mA pendant que le relais est collé. La valeur exacte dépend d'ailleurs du type de relais choisi et de la résistance ohmique de sa bobine.

LE MONTAGE

La réalisation ne présente aucune difficulté grâce au circuit imprimé dont nous vous proposons le tracé. En raison de l'utilisation de transistors et d'un schéma classique, nous recommandons d'ailleurs ce montage aux débutants qui pourront ainsi s'initier sans risque aux joies de l'électronique et qui, en cas de panne éventuelle, auront là un terrain d'investigation à leur mesure.

Les seules précautions à prendre sont une orientation correcte des composants polarisés que sont les condensateurs chimiques, les diodes et les transistors.



Le micro pourra être de n'importe quel type mais point n'est besoin d'y mettre cher. Un micro récupéré sur un magnétophone à cassette de bas de gamme à la casse convient très bien. Un haut-parleur monté en micro fonctionne aussi, comme nous l'avons indiqué, mais est très peu sensible aux bruits ambiants alors que, plaqué sur une surface plane, c'est un très bon détecteur de vibrations de celle-ci. Attention aux micros à électrets, très répandus maintenant, qui nécessitent une source auxiliaire de tension continue pour fonctionner. Ils ne conviennent pas pour ce montage, sauf à ajouter cette source.

C. TAVERNIER

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

T_1, T_2, T_3, T_4 : BC 108, 109, 183, 184, 548, 549
D_1, D_2 : OA79, OA85, OA91, AA119, AA121
D_3 : 1N914, 1N4148

Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 %

R_1 : 1,2 kΩ
R_2 : 2,2 kΩ
R_3 : 4,7 kΩ
R_4 : 820 kΩ

Condensateurs

C_1 : 470 µF/15 V
C_2, C_3, C_5 : 10 µF/15 V
C_4 : 1 nF céramique
C_6 : 2,2 µF/15 V
C_7 : 220 µF/15 V

Divers

P_1 : potentiomètre ajustable pour CI de 2,2 kΩ
RL_1 : relais 1 RT, bobine 6 V, résistance 150 Ω ou plus

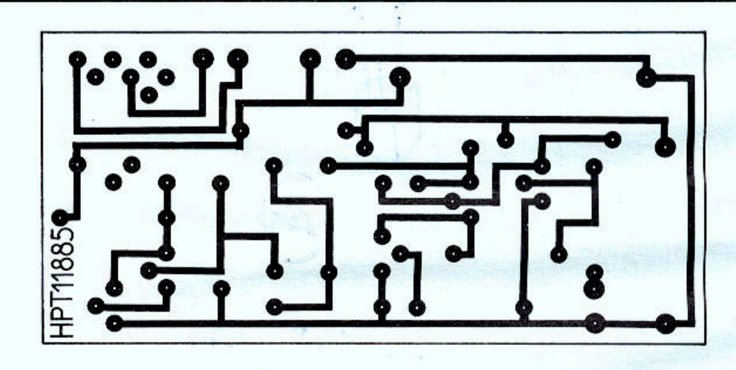


Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

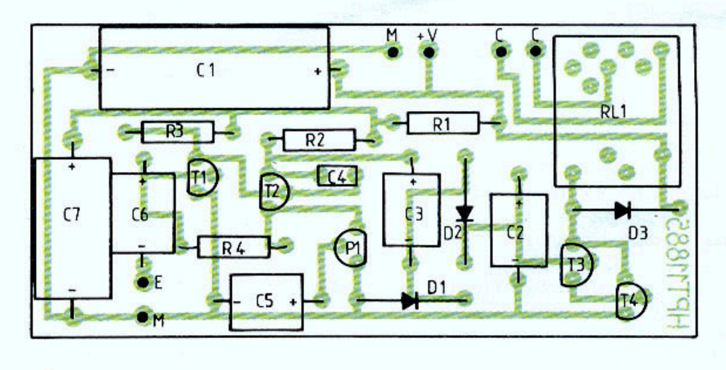
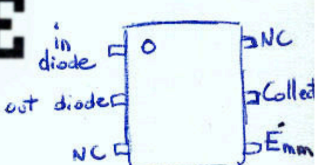


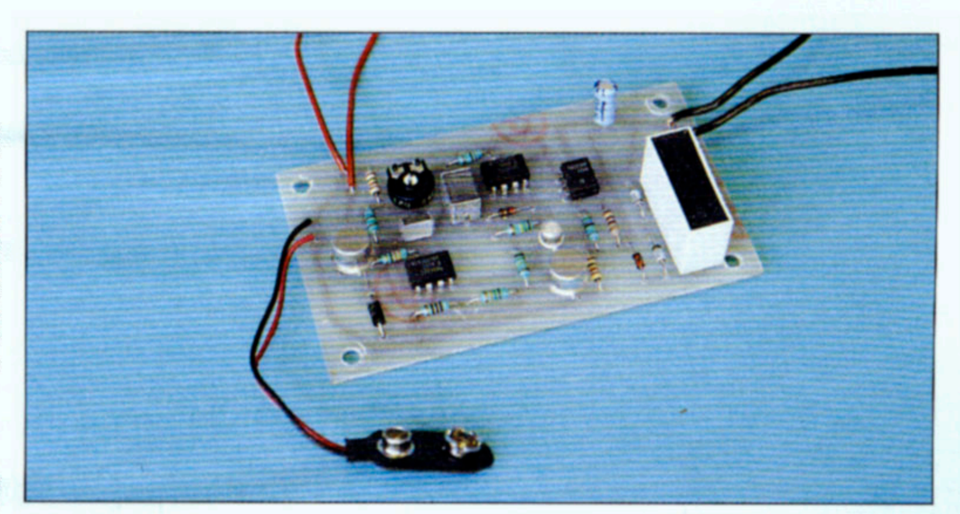
Fig. 3. – Implantation des composants.

REALISATION *Flash*

4N 33



SONNERIE AUXILIAIRE DE TELEPHONE



A QUOI ÇA SERT ?

Equipés d'un vibreur unique, les postes téléphoniques peinent à se faire entendre aux confins des vastes logements. Utilisable en complément de la sonnerie d'origine, celle que nous proposons ici peut se raccorder à la prise murale par une ligne bifilaire de grande longueur. Elle émet la double tonalité gazouillante des appareils à la mode.

LE MONTAGE

Sur les extrémités L_1 et L_2 de la ligne d'arrivée des PTT, on dispose d'une tension continue de 48 V. A la réception d'un appel, il s'y superpose une tension alternative, sous forme de trains de sinusoïdes à 50 Hz, avec une tension efficace d'environ 80 V.

A travers R_1, R_2 et C_1, notre montage ne capte que cette composante alternative, écrêtée par DZ_1 et DZ_2 (montage tête-bêche), avant redressement par D_1, et filtrage par C_2. Chaque train de sinusoïde, donc chaque coup de sonnerie, fait alors apparaître, aux bornes de C_2, une tension continue d'environ 12 V qui, à travers R_3, alimente la diode émettrice de l'optocoupleur CI_1. Le transistor associé se sature (CI_1 est un modèle Darlington à coefficient de transfert d'au moins 500 %), et fait conduire l'ensemble T_1 T_2, qui alimente la partie droite du montage à partir d'une pile de 9 V.

Le LM555 CI_3, associé à son circuit de temporisation R_{11},

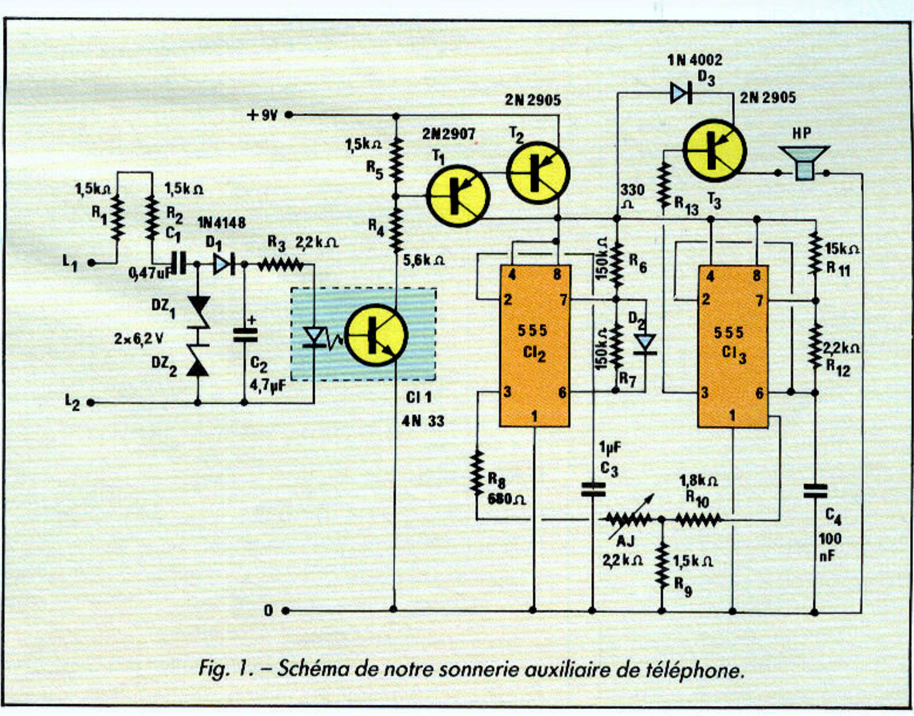
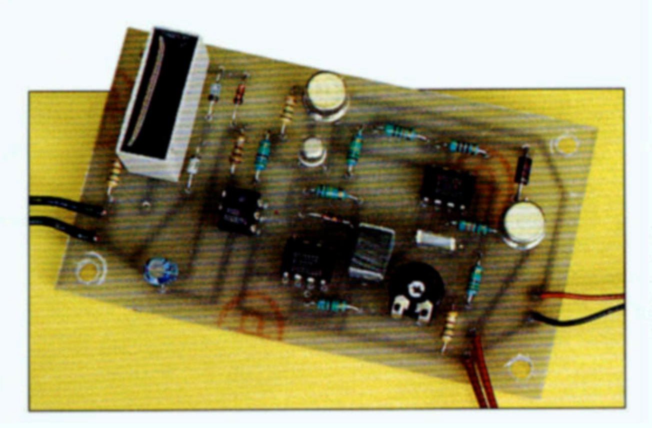


Fig. 1. – Schéma de notre sonnerie auxiliaire de téléphone.

SONNERIE AUXILIAIRE DE TELEPHONE



R_{12}, C_4, constitue un oscillateur astable à fréquence audible. On module cette fréquence par un autre oscillateur CI_1, à 2 Hz environ, par l'intermédiaire de l'entrée 5 de CI_2. L'ajustable AJ permet de régler la tonalité, et surtout l'écart des deux notes.

En sortie, le transistor T_3 délivre l'intensité nécessaire pour exciter un petit haut-parleur de 50 Ω (puissance sonore moyenne) ou 25 Ω (puissance plus élevée). D_3 compense la tension de déchet sur la sortie en créneaux de CI_3.

REALISATION

Nos figures donnent le dessin du circuit imprimé, et de son implantation. Celle-ci ne pose aucun autre problème que le respect de l'orientation des divers composants polarisés (diodes, condensateur électrolytique, circuits intégrés). Pour C_1, plusieurs trous ont été prévus, afin de s'adapter aux divers écartements possibles.

Le raccordement s'effectuera, sur la prise téléphonique, par l'intermédiaire d'un intercalaire « gigogne ». Les fils L_1 et L_2 du montage se branchent sur les bornes 1 et 3 (numéros gravés à l'intérieur de la prise), sans problème de polarité.

Le montage ne consommant rigoureusement aucun courant dans les périodes d'attente, une simple pile de 9 V type 6F22 assurera, dans les conditions domestiques normales, plusieurs mois d'utilisation.

LISTE DES COMPOSANTS

Résistances 1/4 W ± 5 %

R_1, R_2 : 1,5kΩ
R_3 : 2,2 kΩ
R_4 : 5,6 kΩ
R_5 : 1,5 kΩ
R_6, R_7 : 150 kΩ
R_8 : 680 Ω
R_9 : 1,5 kΩ
R_{10} : 1,8 kΩ
R_{11} : 15 kΩ
R_{12} : 2,2 kΩ
R_{13} : 330 Ω
Ajustable : AJ 2,2 kΩ

Condensateurs

C_1 : 470 nF (400 V)
C_2 : 4,7 µF électrochimique radial (25 V)
C_3 : 1 µF (100 V)
C_4 : 100 nF (100 V)

Diodes

DZ_1, DZ_2 : Zener 6,2 V (0,5 W)
D_1, D_2 : 1N4148
D_3 : 1N4002

Transistors

T_1 : 2N2907
T_2, T_3 : 2N2905

Circuits intégrés

CI_1 : 4N33 (impératif)
CI_2, CI_3 : LM555

HP11886 R

Fig. 2. – Circuit imprimé côté cuivre, échelle 1.

Fig. 3. – Implantation des composants.

ETUDE ET REALISATION D'UNE ENCEINTE ACOUSTIQUE DE QUALITE

LES HAUT-PARLEURS

La conception d'une enceinte acoustique demande *a priori* un certain nombre de choix. Le premier est, bien sûr, celui des haut-parleurs. Pour cette enceinte, nous avons décidé de réaliser une « deux voies » équipée d'un grave-médium de 17 cm et d'un tweeter à dôme. Le haut-parleur de 17 cm est un excellent compromis dans ce cas pour sortir un niveau de grave convenable et un très bon médium.

Pour ce qui est du matériel, nous avons choisi le « haut de gamme » en matière de haut-parleurs : la société Davis Acoustics, qui en dépit de son nom est bien française, et qui s'est spécialisée dans les reproducteurs sonores de grande qualité. D'ailleurs, dans ce domaine, notre pays est bien représenté dans le peloton de tête des meilleures marques, il n'est pas inutile de le souligner.

Le haut-parleur de grave-médium est donc un 17 MV 6 à membrane en fibre de verre et aramide qui lui confère de grandes qualités de définition, de réponse transitoire et d'absence de coloration. Quand on prend en main une telle pièce on est d'abord frappé par l'imposant circuit magnétique de 102 mm de diamètre, gage d'un champ magnétique dans l'entrefer important (14 000 gauss selon la notice, mais 1,4 tesla serait mieux pour respecter les unités légales, déformation du prof de physique).

Cela conduit à un rendement fort honorable de 89 dB pour 1 W à 1 mètre et à un bon amortissement en basse fréquence. La bobine mobile a un diamètre de 25 mm et un enroulement en fil de cuivre sur support Nomex pour assurer une bonne évacuation de la chaleur aux fortes puissances.

La puissance nominale admissible est de 60 W et la puissance musicale est de 100 W, c'est-à-dire que l'on pourra utiliser un amplificateur de 100 W à condition de ne pas le mettre à fond en permanence, une puissance moyenne de l'ordre du watt peut produire des crêtes de l'ordre de la centaine de watts suivant la dynamique de la musique à reproduire. La fréquence de résonance est de l'ordre de 50 Hz ; il est difficile d'être plus précis pour ce paramètre qui dépend légèrement de la tension appliquée au haut-parleur. Cela doit permettre, avec une charge adaptée, de descendre dans le grave jusqu'à 50 Hz, ce qui n'est déjà pas mal.

Le haut-parleur d'aigu est le TW 26 T, tweeter à dôme classique avec une belle ferrite de 86 mm de diamètre et une bobine mobile de 25 mm ; la membrane est en tissu spécialement traité et donne une excellente reproduction du registre aigu avec une grande douceur, une absence de coloration et une grande capacité dynamique. La puissance admissible est coordonnée avec celle du boomer, mais il est bien évident qu'il ne peut encaisser 60 W en régime sinusoïdal permanent. Dans l'évaluation de la puissance admissible, on tient compte du fait que, dans la musique, la puissance dans l'aigu est plus faible que dans le médium.

LE PRINCIPE DE CHARGE DU BOOMER

Il n'existe pas 36 dispositifs pour charger un boomer. On peut en dénombrer en gros six :

- le panneau plan de grande surface,
- l'enceinte close,
- le bass reflex,
- le système actif-passif,
- le pavillon,
- le labyrinthe.

Ce dernier dispositif est assez peu usité, mais il donne de bons résultats. Certains constructeurs ont fait appel à ce principe pour quelques modèles de leur production, en particulier 3 A, il y a quelques années. Par rapport à l'enceinte close, l'ébénisterie est plus difficile à réaliser, surtout de façon industrielle. Pour l'amateur, il y a davantage de panneaux à mettre en œuvre, mais cela n'augmente pas la difficulté technique. C'est donc ce type de charge que nous avons retenu.

Il s'agit en fait d'une ligne acoustique (ou d'un tuyau sonore) qui charge l'arrière de la membrane du haut-parleur et qui débouche au voisinage de la face avant. Suivant la fréquence, la longueur de cette ligne représente un certain nombre de longueurs d'onde du son à reproduire. Dans le cas présent, nous avons choisi une longueur égale à la demi-longueur d'onde pour la fréquence de résonance du haut-parleur en champ libre. Une ligne demi-onde donne à la sortie une pression acoustique en opposition de phase avec la pression à l'entrée, comme par ailleurs la pression sur la face arrière du haut-parleur est en opposition de phase avec la pression sur la face avant ; il se produit une remise en phase et l'onde arrière s'ajoute à l'onde avant.

Cela double la pression acoustique et permet donc de gagner 6 dB. Le haut-parleur de grave étant assez fortement amorti, sa courbe de réponse décroît lentement aux fréquences basses et présente une chute de l'ordre de 6 à 7 dB pour la fréquence de résonance. La ligne acoustique permet de compenser cette perte.

Du point de vue impédance

acoustique, une ligne demi-onde ramène à l'entrée une impédance égale à celle de la sortie, c'est-à-dire, dans notre cas, une impédance égale à l'impédance de rayonnement du haut-parleur qui est faible devant les autres paramètres de la membrane. La perturbation par rapport au champ libre sera donc minime. En revanche, une ligne quart d'onde ramène à l'entrée une impédance inverse de l'impédance à la sortie. Et donc une impédance très élevée s'ajoutera sur la membrane, ce qui limitera ses déplacements. Cela se produira pour une fréquence moitié de la fréquence de résonance du haut-parleur, ici entre 25 et 30 Hz, et l'enceinte fournira encore un niveau acoustique appréciable à ces fréquences (fig. 1).

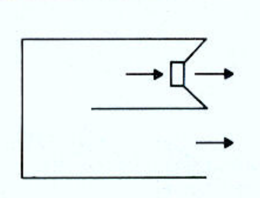


Fig. 1. – Vue en coupe de la ligne.

Il est bien évident que tous ces avantages ne vont pas sans quelques inconvénients. Quand la fréquence augmente, et suivant sa valeur, on peut retrouver une opposition de phase entre la sortie et la face avant du haut-parleur, ce qui, bien sûr, est gênant. Mais, dans ce cas, on n'a plus besoin du rayonnement de la face arrière : il suffit donc de l'amortir. Pour cela, on utilise une épaisseur convenable de laine de verre, dont l'absorption croît avec la fréquence. Ainsi, l'absorption sera minime dans l'extrême grave et maximale dans le médium. L'onde arrière étant intégralement absorbée dans le médium. Il ne se produira pas de réflexions internes pouvant donner lieu à un retour à travers la membrane du haut-parleur, qui cause parfois une certaine confusion sonore.

LE FILTRE SEPARATEUR

La fonction d'un tel filtre est de séparer les signaux allant vers le haut-parleur de grave-médium de ceux allant vers le tweeter. Dans de nombreux cas, on se contente de faire un calcul en supposant que l'impédance de haut-parleur est constante et égale à 8 Ω. Cela est bien entendu une approximation grossière et ne donne pas toujours de bons résultats. Compte tenu de la possibilité de différences de rayonnement d'un haut-parleur à un autre, il faut mettre au point le filtre directement sur sa réponse acoustique. On utilise pour cela des boîtes d'inductances et de capacités calibrées, et on modifie les valeurs jusqu'à l'obtention du résultat désiré. Il nous est souvent arrivé de constater que les filtres vendus dans le commerce, s'ils donnent des résultats d'ensemble convenables, ne conduisent pas toujours à une bonne séparation des voies. Le haut-parleur de médium, entre autres, continue de rayonner alors que le tweeter a déjà pris la relève. Notre filtre possède en plus une autre particularité : c'est un circuit de linéarisation de l'impédance aux fréquences élevées.

Au-delà de la gamme audible, l'impédance du tweeter est inductive, et cela cause parfois des soucis à l'amplificateur qui a été mis au point sur une résistance pure. La stabilité de l'amplificateur peut être prise en défaut et donner lieu à des oscillations parasites, surtout aux forts niveaux, compromettant la faculté de restitution de l'ensemble. Un simple circuit R-C série en parallèle sur le tweeter permet de rendre résistive l'impédance au-dessus de 20 kHz et de rétablir la stabilité de l'amplificateur. Un tel circuit n'est pas obligatoire avec de bons amplificateurs. Mais comme il ne revient pas cher, ce n'est pas la peine de s'en priver.

Le schéma du filtre est donné en figure 2. Les valeurs de composants sont tout à fait courantes, et on peut les trouver chez tous les bons annonceurs de la revue. La réalisation d'un circuit imprimé ne s'impose pas dans ce cas, compte tenu du courant élevé qui peut circuler et de la simplicité du montage. On peut faire le câblage « en l'air » en utilisant comme base la bobine de 1,5 mH qui est le plus gros élément, la bobine de 0,2 mH sera fixée sur la grosse, avec son axe perpendiculaire à l'axe de cette dernière pour éviter les couplages parasites, les autres composants se fixent sans problème avec l'aide d'un peu de ruban adhésif. Il faut veiller simplement à la rigidité de l'ensemble pour éviter les vibrations parasites éventuelles.

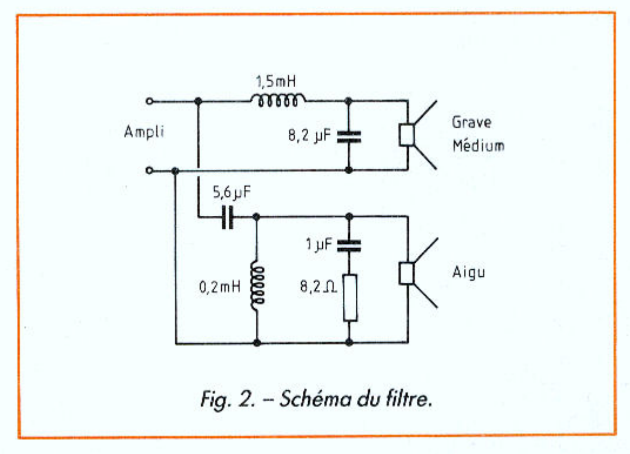


Fig. 2. – Schéma du filtre.

LA REALISATION DE L'ENCEINTE

Bien que cette revue ne soit pas une revue de bricolage, il nous a semblé utile de décrire avec assez de détails la réalisation de l'ébénisterie. C'est souvent cela qui fait reculer les amateurs désireux de construire leurs propres enceintes et qui fait le succès des enceintes finies. Il en est d'ailleurs de même avec la tôlerie dans les réalisations électroniques. Il suffit de savoir tenir un marteau et un pinceau pour fabriquer l'enceinte que nous vous proposons, mais il y faut aussi un certain nombre d'heures de travail dont on sera pleinement récompensé quand on écoutera, tranquillement assis dans son fauteuil, sa musique favorite.

L'enceinte se présente sous la forme d'une colonne de 1 mètre de hauteur avec une section carrée de 303 × 303 mm, soit un volume extérieur de 90 litres. Elle est construite en panneaux de particules de 19 mm d'épaisseur. On commencera, bien sûr, par faire découper dans une grande surface de bricolage tous les éléments nécessaires à la construction. Pour faciliter l'explication, ils ont été repérés par une lettre. Voici le détail des découpes pour une enceinte, les cotes étant données en millimètres :

A 265 × 130 UN
B 265 × 200 UN
C 265 × 213 UN
D 265 × 265 DEUX
E 600 × 265 UN
F 729 × 265 TROIS
G 1 000 × 265 UN
H 1 000 × 265 DEUX

On demandera, si cela est possible, que toutes les coupes à 265 mm soient faites avec le même réglage de la scie, pour assurer une mise en place plus facile. On profitera du passage dans le magasin

pour acheter 500 g de pointes tête d'homme de 40 mm de longueur, et un pot de colle à bois normale et non à séchage rapide, qui pose parfois des problèmes quand on ne travaille pas assez vite. Si on n'en possède pas, un petit pinceau de 15 à 20 mm de largeur sera utile pour passer la colle ; il ne faudra pas oublier de le rincer après chaque usage si on ne veut pas en consommer de trop.

La figure 3 donne une coupe du labyrinthe qui est pris en sandwich entre deux panneaux latéraux H. On remarquera que le tweeter est décalé en arrière du plan du grave-médium, ceci pour assurer la mise en phase acoustique des deux transducteurs. Cette disposition est théoriquement séduisante mais on n'a pu prouver qu'elle était pratiquement audible, la plupart des enceintes du marché en sont d'ailleurs dépourvues et ne sont pas plus mauvaises pour cela. Dans notre cas, le prix à payer est minime, alors pourquoi s'en priver ?

On commencera par coller la pièce A à l'extrémité d'une pièce F par la technique du collé-cloué. Deux pointes tête d'homme, préalablement enfoncées dans la pièce A, serviront à maintenir le collage. Enduire abondamment de colle les deux surfaces à coller, et enfoncer légèrement les pointes dans la pièce F. On vérifiera qu'aucune pièce ne déborde sur l'autre, et on pourra finir d'enfoncer les pointes. Une journée de patience est ici nécessaire pour laisser sécher la colle. La figure 4 donne le détail du trou à découper pour le passage du tweeter à une échelle double de la figure précédente. On percera d'abord les deux trous de diamètre 12 mm qui permettront le passage des cosses du haut-parleur et qui serviront d'amorce au perçage du trou de 88 mm de diamètre que l'on pourra faire à la scie sauteuse ou à l'aide d'une scie à main fine.

La pièce C sera alors percée d'un ou deux trous pour permettre le passage du fil amenant le signal au tweeter. Il ne faut pas oublier cette opération maintenant car elle sera impossible quand l'enceinte sera montée. On colle alors la pièce C sur une pièce F, et sur la pièce EF précédemment préparée, en respectant un écartement intérieur entre les deux panneaux de 123 mm.

Pour cette opération, il sera utile de poser ces panneaux sur un panneau H de façon à avoir un plan de travail et pour s'assurer que le collage est bien d'équerre. On laissera sécher dans cette position. Ensuite, on prend la dernière pièce F que l'on colle au milieu d'une pièce D, le tout étant posé sur l'autre panneau H ; vérifier avant de laisser sécher que les deux pièces sont bien d'équerre. Pour tous les collages, il ne faut pas lésiner sur la colle de façon à assurer une bonne étanchéité entre les panneaux.

Le lendemain, on collera la pièce B sur la pièce C qui reste, sans avoir fait le trou du grave-médium que l'on fera à la fin du montage. Cet ensemble sera collé sur la tranche de la pièce C de l'assemblage de la veille, le tout étant toujours posé sur un panneau H pour assurer l'équerre. De la même façon, la pièce F sera collée sur l'ensemble DF précédemment préparé.

Il faut alors préparer la pièce G qui est la face arrière de l'enceinte et qui recevra l'entrée de la modulation. Pour des raisons purement esthétiques, il est commode de prévoir l'arrivée du signal venant de l'amplificateur près du sol. Le connecteur le plus simple est constitué de deux fiches bananes femelles, et donne toute satisfaction. Prévoir deux trous à mi-bois pour les fixer de telle sorte qu'elles

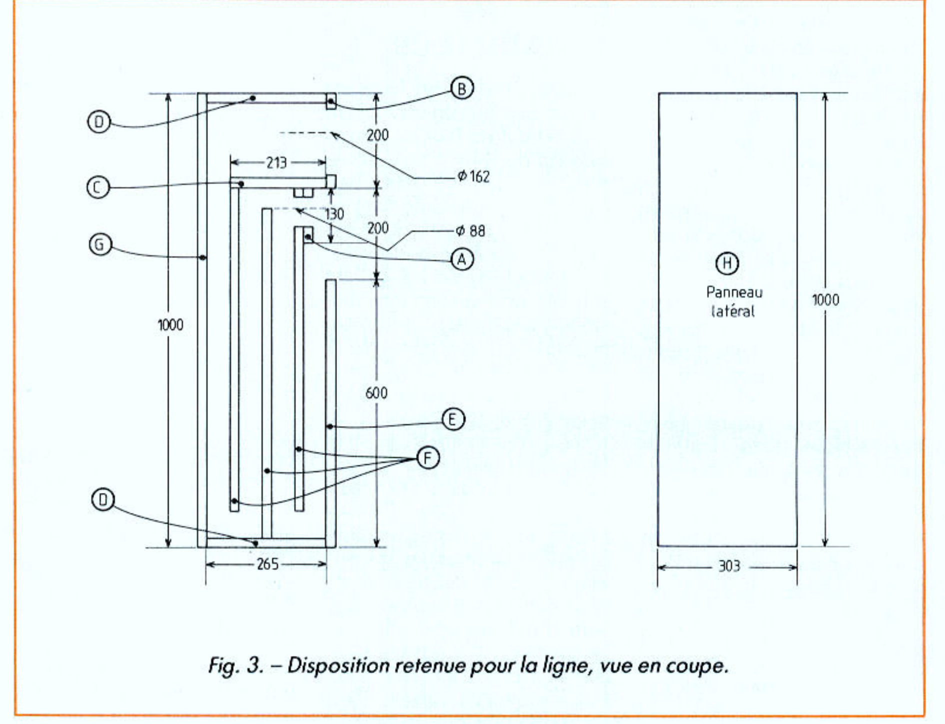


Fig. 3. – Disposition retenue pour la ligne, vue en coupe.

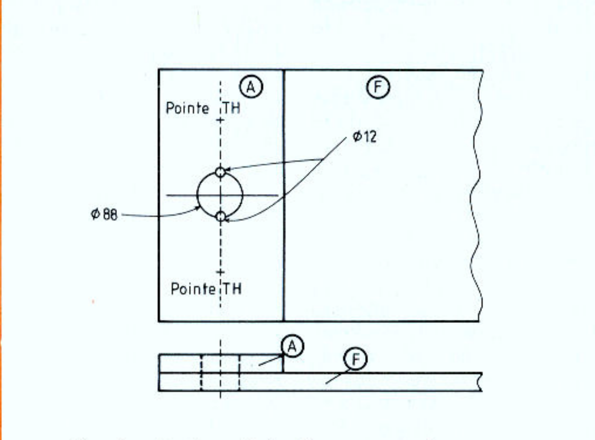


Fig. 4. – Pratique de la découpe pour le tweeter.

débordent à l'intérieur. Ne pas les fixer avant d'avoir enfoncé les pointes destinées à l'assemblage sur les pièces D, et ne pas oublier non plus de prendre une fiche rouge et une fiche noire pour pouvoir repérer la phase de l'enceinte. Souder alors un fil double ou deux fils simples de longueur suffisante pour arriver jusqu'en haut de la face avant. Si on en a les moyens, on pourra s'offrir du fil spécial HP, sinon du fil électrique souple de 1,5 mm^2 de section fera parfaitement l'affaire (c'est celui que nous utilisons). Ce fil sera fixé par du ruban adhésif le long du panneau G. Le panneau G est alors collé-cloué sur la tranche des deux pièces D en se servant toujours d'un panneau H comme guide.
L'autre panneau H est ensuite préparé pour le coller sur le coté de l'assemblage précédent. On tracera sur le côté extérieur les emplacements des pointes, et sur le côté intérieur l'emplacement de la tranche des panneaux. Avant de coller, on pourra mettre des cales de 52 mm entre les panneaux, pour qu'ils ne se déplacent pas lors de l'opération. On enduit alors de colle les champs de l'assemblage et les parties du panneau H précédemment tracées. On procède ensuite à l'assemblage en enfonçant légèrement deux à trois pointes, et en s'assurant que les bords du panneau H sont bien en place. On enfonce toutes les pointes. Il y en a un certain nombre dans cette phase : pour une bonne solidité, il faut compter environ une pointe tous les 10 cm. On retourne le tout (et cela commence à peser assez lourd), et on recommence l'opération symétrique de l'autre côté.
Il ne reste plus qu'à découper dans le panneau B un trou de 162 mm de diamètre, de telle sorte que le bord inférieur du trou affleure le panneau C. En effet, ce trou n'est pas centré en hauteur sur le panneau B, de façon que l'espace laissé libre en haut du panneau par le haut-parleur soit le plus grand possible.
On en a maintenant terminé avec l'assemblage des panneaux et on peut passer à la finition. Celle-ci est laissée au bon goût du lecteur qui pourra soit utiliser une bonne peinture, soit faire un placage en bois naturel ou, pourquoi pas, utiliser un papier peint assorti à la pièce.
La suite (et fin) est beaucoup plus simple. On fixe le filtre sur le panneau C, en passant par le trou du haut-parleur, à l'aide d'une colle de type Araldite ou silicone après avoir soudé les fils de liaison. On bourre de laine de verre la partie haute de l'enceinte. On pourra acheter de la laine de verre en petits panneaux pour isolation thermique. On soude les fils aux haut-parleurs, en prenant bien soin de respecter la phase (repérée par un point rouge), et on fixe les transducteurs par la face avant à l'aide de vis 5 x 20 spéciales pour aggloméré. Il est recommandé de fixer sur la partie du haut-parleur en contact avec l'enceinte une petite bande de plastique mousse adhésive pour assurer une parfaite étanchéité.
On branche l'amplificateur, et on se laisse envahir par la musique.

F. BROUCHIER

VOBULATEUR LINEAIRE ET LOGARITHMIQUE pour générateurs de fonctions

La variété de formes des signaux délivrés et l'étendue des plages de fréquences couvertes (de quelques millièmes de hertz parfois, jusqu'à plusieurs mégahertz) confèrent aux générateurs de fonctions une grande universalité d'emploi.
Rarement incorporée à l'appareil, sauf dans certains matériels de haut de gamme, la vobulation ouvre pourtant d'autres possibilités intéressantes, en permettant l'affichage automatique des courbes de réponse de dispositifs les plus divers. Cependant, tous les générateurs comportent une entrée VCF (voltage control frequency), sur laquelle il suffit d'appliquer des rampes de tension pour transformer l'appareil en vobulateur.
Le générateur décrit ci-dessous élabore de telles rampes, tant linéaires que logarithmiques.

PRINCIPE ET EMPLOI DE LA VOBULATION

Faute de disposer des rampes ci-dessus évoquées – et promises –, peu de propriétaires de générateurs de fonctions exploitent leur fonctionnement en vobulateur. Aussi n'est-il pas inutile d'en rappeler le principe et les applications.

Un vobulateur délivre des signaux sinusoïdaux d'amplitude constante, mais à fréquence périodiquement variable, souvent sur une très large étendue, par exemple dans un rapport de 1 à 1 000.

Un tel signal sert à relever automatiquement la courbe de réponse d'un circuit (amplificateur audio, correcteur de tonalité, filtre...), selon la méthode qu'illustre la figure 1.

Le vobulateur comporte deux sorties. Sur l'une, ici notée « sortie VCO » (Voltage Control Oscillator), apparaissent les sinusoïdes d'amplitude constante, mais de fréquence périodiquement variable avec le temps : on les applique à l'entrée du dispositif à tester. La sortie de ce dispositif attaque, elle-même, l'entrée de déviation verticale d'un oscilloscope, ou éventuellement celle d'une table traçante.

La deuxième sortie du vobulateur délivre une rampe à croissance linéaire, synchrone des variations de fréquence de la sortie principale : elle commande les déviations horizontales de l'oscilloscope (dont on met hors service la base de temps), ou celles de la table traçante. L'oscillogramme A montre ces deux signaux : à la trace supérieure, apparaît la rampe linéaire de balayage. La trace inférieure montre la sortie VCO, caractérisée par le glissement en fréquence, commandé par la rampe.

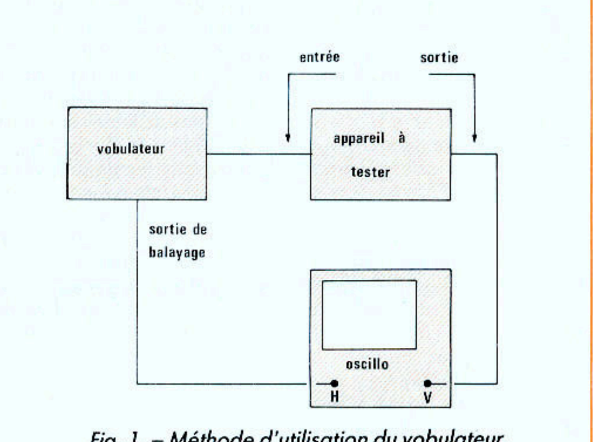


Fig. 1. – Méthode d'utilisation du vobulateur.

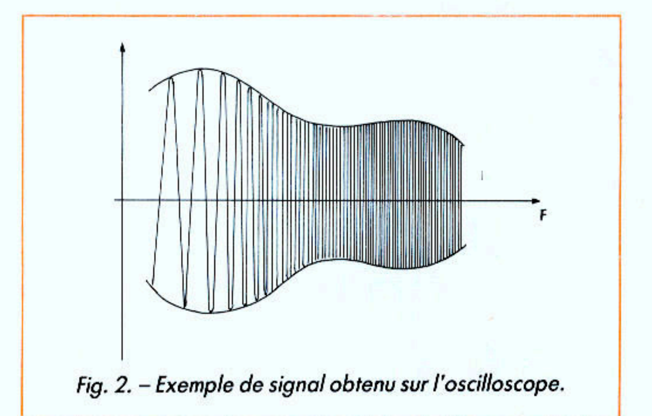


Fig. 2. – Exemple de signal obtenu sur l'oscilloscope.

On dispose finalement, sur l'écran de l'oscilloscope, d'un système d'axes de coordonnées : verticalement, l'échelle est, très classiquement, celle des tensions ; horizontalement en revanche, la traditionnelle échelle des temps est remplacée par une échelle des fréquences (fig. 2). Si le gain de l'appareil testé varie avec ces dernières, il en va de même pour l'amplitude des sinusoïdes qu'il restitue. Sur l'écran de l'oscilloscope apparaît alors une courbe dont l'enveloppe supérieure traduit directement la réponse en fréquence : c'est ce que schématise la figure 2.

L'enveloppe inférieure, évidemment symétrique de la première (le phénomène est à rapprocher d'une modulation d'amplitude), ne doit pas être prise en compte. Il faut, abstraitement (et par le jeu du cadrage vertical de l'oscilloscope), imaginer une référence des tensions, axe de symétrie horizontal de la figure.

ECHELLE LINEAIRE ET ECHELLE LOGARITHMIQUE

Si les rampes de la sortie « balayage » du vobulateur croissent toujours linéairement avec le temps, il est intéressant de disposer, pour les variations synchrones de fréquence, d'une variation linéaire ou logarithmique, au choix.
La croissance linéaire conduit, sur l'écran de l'oscilloscope, à un échelonnement linéaire des fréquences, au long de l'axe horizontal. Elle s'applique commodément à des excursions relatives faibles, autour d'une fréquence centrale. Ainsi, pour l'étude d'un circuit LC résonnant à la fréquence F_0, on pourra étudier la réponse entre 0,8 F_0 et 1,2 F_0, par exemple (l'étendue utile dépend, en fait, du coefficient de qualité Q du circuit).
L'échelle logarithmique se révèle beaucoup mieux appropriée aux très grandes excursions relatives en fréquence. L'exemple le plus classique, et que tout le monde connaît, est celui des courbes de réponse « audio », de 20 Hz à 20 kHz. Leur lisibilité exige l'étalement des fréquences les plus basses et, au contraire, le resserrement des plus élevées.

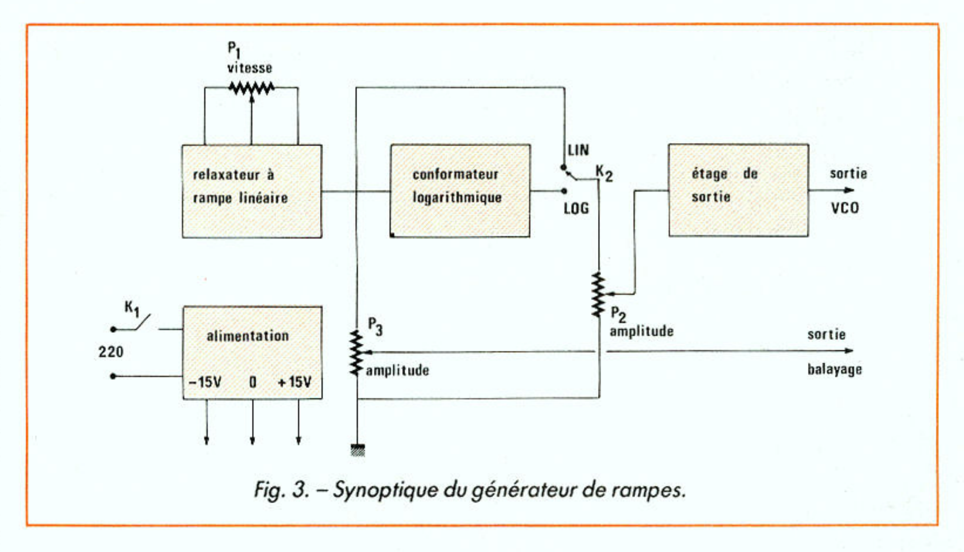


Fig. 3. – Synoptique du générateur de rampes.

CAHIER DES CHARGES ET SYNOPTIQUE

On assiste à une quasi-normalisation des caractéristiques des entrées VCF, sur la majorité des générateurs de fonctions (nous reviendrons ultérieurement sur d'éventuels cas particuliers). Une vobulation à fréquence croissant dans un rapport 1000 – de 20 Hz à 20 kHz par exemple – nécessite une tension de commande croissant elle-même, en lancée positive, de 0 à 10 V (certains appareils se contentent de moins, parfois de 0 à 4 ou 5 V).

L'impédance de l'entrée VCF, pour sa part, peut aisément, selon les cas, varier de 1 kΩ à une dizaine de kilo-ohms. Pour parer à toute éventualité, il conviendra donc de l'attaquer systématiquement à basse impédance.
Pour ce qui concerne le balayage horizontal de l'oscilloscope, et même sur les modèles les plus anciens, on ne rencontrera jamais de sensibilité inférieure à 1 V/division, ce qui exige une amplitude de 10 V pour explorer toute la largeur de l'écran. Les impédances d'entrée sont élevées, et généralement normalisées à 1 MΩ.
Afin d'éviter les déformations du signal sinusoïdal aux fréquences les plus basses (nous y reviendrons en fin d'article), la période des rampes de vobulation doit être notablement

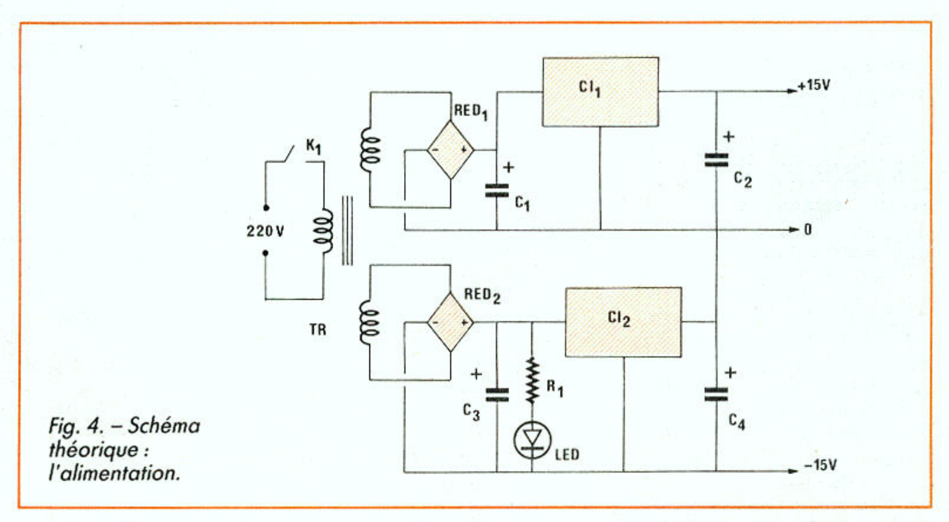


Fig. 4. – Schéma théorique : l'alimentation.

supérieure à la plus basse période du signal. Comme, dans la pratique, on peut descendre à 20 Hz, mais guère audessous (T = 50 ms), nous prévoirons un réglage entre 0,5 Hz et 50 Hz, environ (valeurs non critiques, surtout pour la limite supérieure).

Compte tenu de ces considérations, le synoptique du générateur de rampes devient celui de la figure 3. Un premier relaxateur élabore des dents de scie à montée parfaitement linéaire, entre 0 et 10 V exactement. Le potentiomètre P_1 règle leur vitesse de croissance, donc leur période.

Par l'intermédiaire de P_3 qui en ajuste l'amplitude (en conservant toujours le départ au niveau 0 V), ces dents de scie sont dirigées vers la sortie destinée au balayage horizontal de l'oscilloscope. Elles peuvent aussi, dans la position « LIN » (linéaire) du commutateur K_2, être transmises à l'étage de sortie VCO, à travers le potentiomètre P_2 de réglage de l'amplitude. Enfin, elles attaquent un conformateur qui en transforme la croissance linéaire en croissance logarithmique, toujours entre 0 et 10 V. Dans la position « LOG » de K_2, ce sont les rampes logarithmiques qui, à travers l'atténuateur P_2, attaquent l'étage de sortie.

L'ensemble est évidemment complété par les circuits d'alimentation, qui délivrent deux tensions symétriques de + 15 V et – 15 V, autour de la masse.

SCHEMA THEORIQUE COMPLET

Pour des raisons de clarté et d'encombrement des dessins, nous l'avons fragmenté en trois sous-ensembles.

Le premier (fig. 4) représente l'alimentation, dont le classicisme n'appelle que de brefs commentaires. Les enroulements secondaires séparés (pas de point milieu) du transformateur TR, après redressement (RED_1, RED_2) et filtrage (C_1, C_3), alimentent les entrées de deux régulateurs intégrés, CI_1 et CI_2. Nous avons utilisé des modèles 78L15, en boîtier TO-92, dont l'intensité maximale de 100 mA suffit amplement aux modestes besoins de notre appareil. La masse de CI_1 et la sortie de CI_2, reliées entre elles, constituent le zéro de l'alimentation. Dans la branche négative, une diode électroluminescente fait office de voyant.

La partie la plus intéressante du montage apparaît en figure 5. Commençons par le générateur de dents de scie linéaires, qui met en œuvre les amplificateurs opérationnels CI_{3a} et CI_{3b}, ainsi que le transistor T_1. Reliée à la masse, l'entrée « + » de CI_{3a} impose le même potentiel à son entrée « – ». Par ailleurs, le curseur du potentiomètre P_1, incorporé dans un diviseur résistif, reçoit une tension V ajustable entre – 50 mV et – 10 V. Dans la résistance R_4

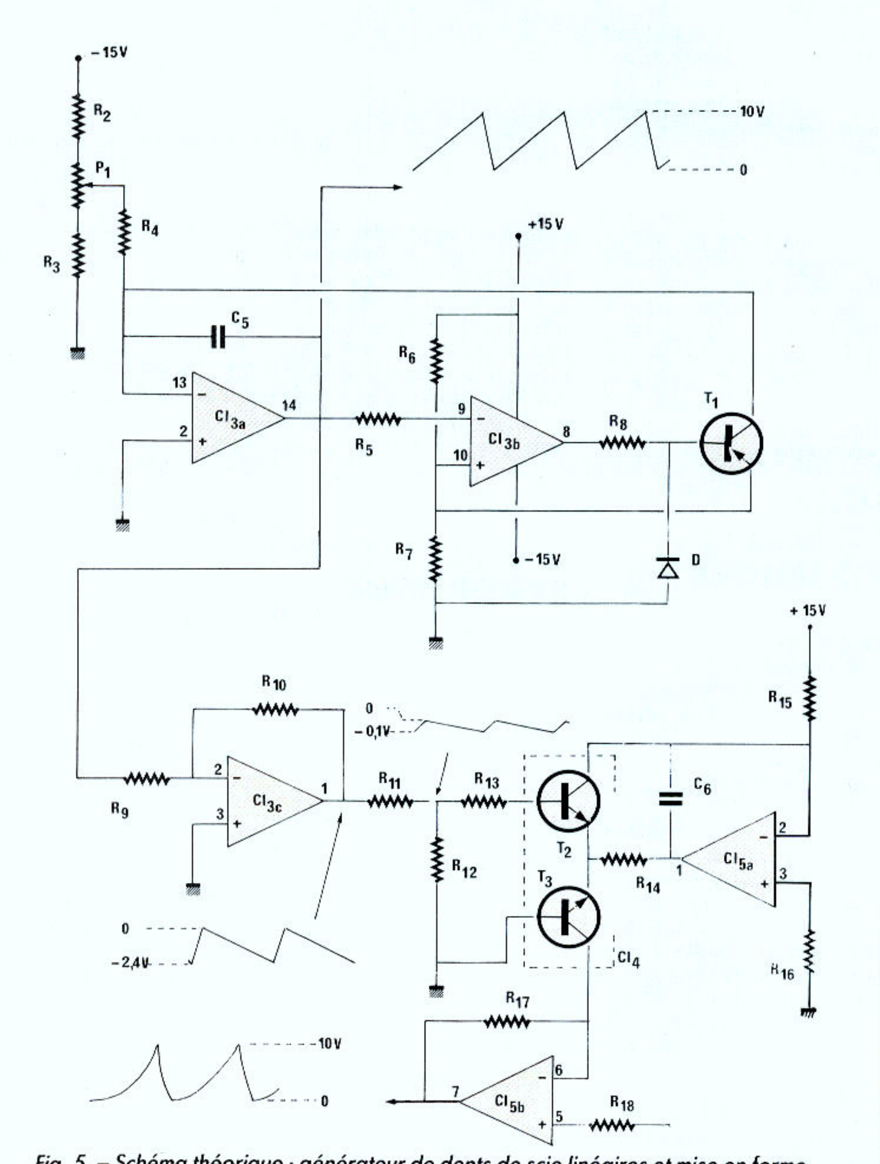


Fig. 5. – Schéma théorique : générateur de dents de scie linéaires et mise en forme logarithmique.

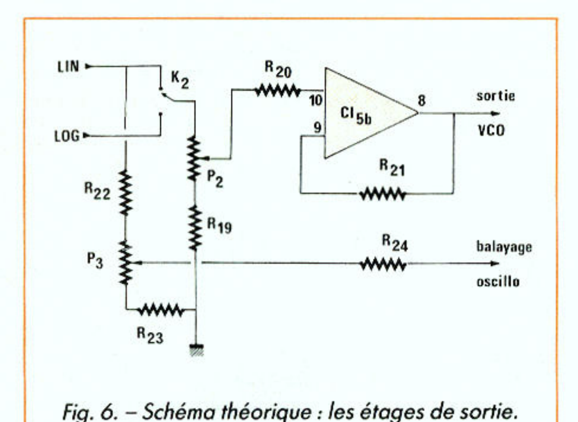


Fig. 6. – Schéma théorique : les étages de sortie.

Fig. 7. – Schéma théorique : adaptation pour rampes en lancée positive.

circule alors un courant d'intensité i_1 :

$$i_1 = \frac{V}{R_4}$$

qui charge le condensateur d'intégration C_5. Le potentiel, à la sortie de CI_{3a}, croît linéairement à partir de zéro.

Lorsque ce potentiel atteint le seuil + 10 V, imposé par le diviseur R_6R_7, CI_{3b}, qui fonctionne en comparateur, bascule : sa sortie passe de + 13 V environ (tension de saturation positive de l'amplificateur opérationnel alimenté sous + 15 V), à – 14 V (tension de saturation négative, sous – 15 V). Grâce à R_8 et à la diode D, la base de T_1 se trouve portée à – 0,6 V, donc son émetteur à zéro. Le transistor entre en conduction, avec un courant d'émetteur, donc de collecteur, i_2, imposé par R_6 :

$$i_2 = \frac{15\ V}{R_6} = 3\ mA$$

Ce courant i_2 décharge le condensateur C_5, ce qui donne la rampe descendante de la dent de scie, et assure son retour au niveau zéro. En effet, dès que le potentiel à la sortie de CI_{3a} atteint la valeur zéro, CI_{3b} bascule en sens inverse (sortie positive), et bloque le transistor T_1. L'entrée « + » de CI_{3b} revient à + 10 V, et une nouvelle rampe commence à croître.

MISE EN FORME LOGARITHMIQUE

Elle fait essentiellement appel au couple T_2T_3, dont on exploite la caractéristique de jonction émetteur-base. Il importe impérativement de garantir l'appariement de ces deux transistors, et de les maintenir en permanence à la même température. Pour ces raisons, nous utilisons deux des cinq transistors d'un réseau intégré CA3086 (CI_4).

Les dents de scie prélevées sur la sortie de CI_{3a} subissent,

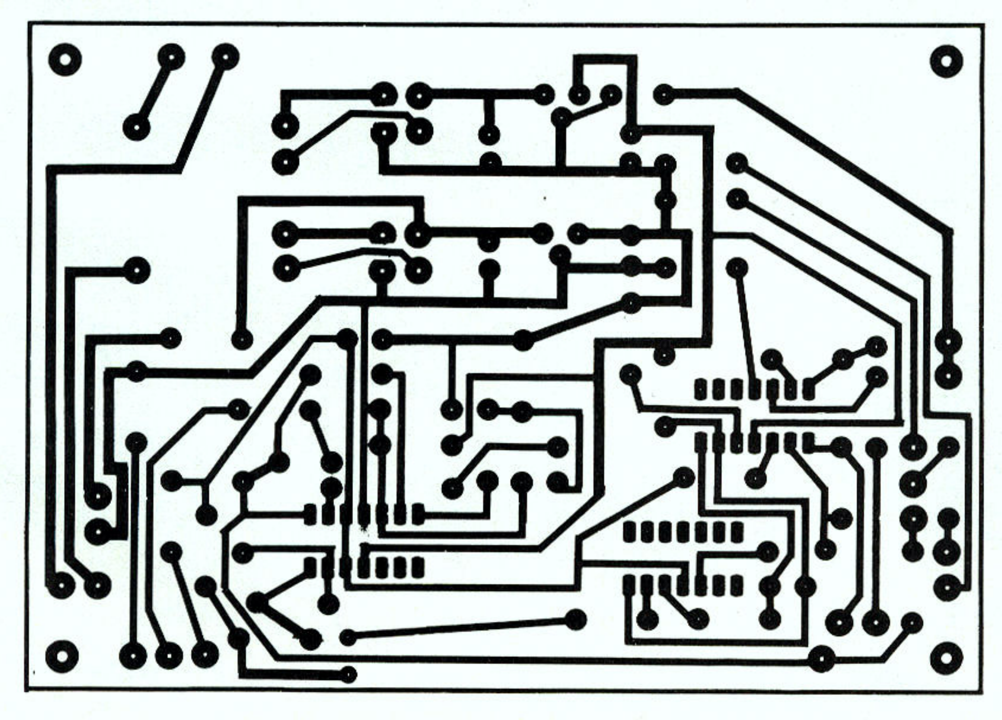


Fig. 8. – Circuit imprimé côté cuivre, échelle 1, de notre vobulateur.

d'abord, une inversion de signe dans l'amplificateur CI_{3c}, attaqué sur son entrée inverseuse. Simultanément, leur amplitude diminue, compte tenu des valeurs de R_9 et de R_{10}. A la sortie de CI_{3c}, le diviseur $R_{11}R_{12}$ procure une nouvelle atténuation. Finalement, sur la base de T_2, les tensions de rampes évoluent entre 0 et – 100 mV, alors que la base de T_3 est maintenue au potentiel de la masse.
A une variation linéaire de la différence de potentiel base-émetteur de T_2 correspond une variation logarithmique de son courant de collecteur, donc de celui de T_3. Or, le courant de collecteur de T_3, appliqué sur l'entrée inverseuse de CI_{5b}, ne peut passer que par R_{17}. Comme l'entrée « + » de CI_{5b} est maintenue à zéro à travers R_{18} (l'égalité de ces deux résistances compense les courants de polarisation de l'amplificateur opérationnel), on recueille, sur la sortie de cet amplificateur, une rampe exponentielle en lancée positive, de 0 à 10 V.

LES ETAGES DE SORTIE

Ils sont représentés en figure 6. Sélectionnées par l'inverseur K_2, les rampes linéaires ou logarithmiques parviennent au potentiomètre P_2, qui en règle l'amplitude. A travers R_{20}, elles sont ensuite appliquées à l'amplificateur CI_{5b}, câblé en suiveur de tension. On les retrouve, à basse impédance cette fois, conformément au cahier des charges établi plus haut, sur la sortie VCO, destinée à la vobulation du générateur de fonctions.
La sortie de balayage se réduit à sa plus simple expression : elle ne comporte qu'un atténuateur potentiométrique, puisque l'impédance n'a pas besoin, ici, d'être particulièrement réduite.

ET LES CAS PARTICULIERS ?

Si, d'aventure, l'un de nos lecteurs possédait un générateur de fonctions exigeant des rampes en lancée positive pour sa vobulation, il lui suffirait d'une adjonction très simple sur notre appareil, afin d'inverser les rampes en lancée positive.

Nous proposons le montage de la figure 7, pour lequel il suffira de dessiner un minuscule circuit imprimé, voire même d'utiliser un petit morceau de plaque d'essai. L'amplificateur opérationnel CI_6 y travaille en inverseur de tension, à gain unitaire, avec son entrée « + » reliée à la masse à travers R_{24}. Sur l'entrée « – », on applique les rampes de la sortie de CI_{5b}. C'est évidemment la sortie de CI_6 qui,

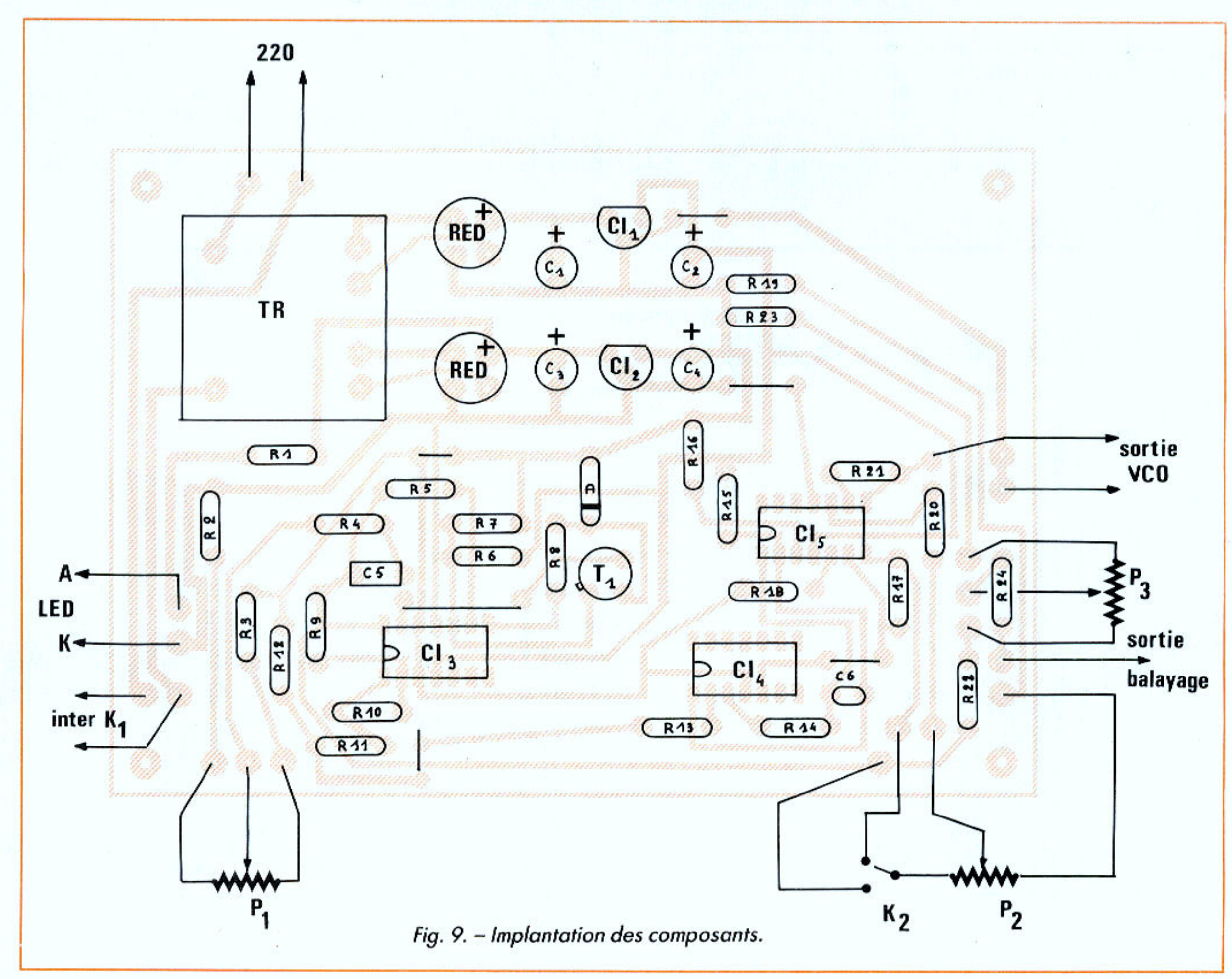
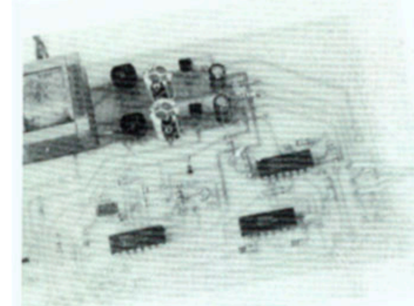


Fig. 9. – Implantation des composants.



Le circuit imprimé du vobulateur.

dans ce cas, est dirigée vers la borne VCO du vobulateur.

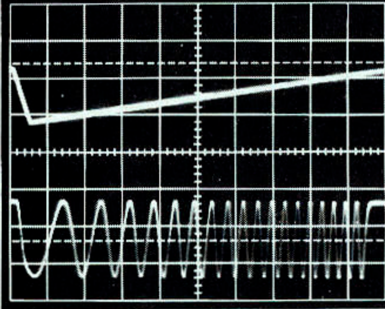
LE CIRCUIT IMPRIME ET SON CABLAGE

La figure 8 donne le dessin du circuit imprimé, vu par sa face cuivrée. Tous les composants y prennent place, y compris le petit transformateur de 3 VA (choisir un modèle dont le brochage corresponde au dessin du circuit), comme le montre le schéma d'implantation de la figure 9. Seuls, naturellement, sont reportés en façade les divers commutateurs et potentiomètres. On n'oubliera pas les straps (le circuit en comporte six) : c'est bien souvent une source de panne stupide...

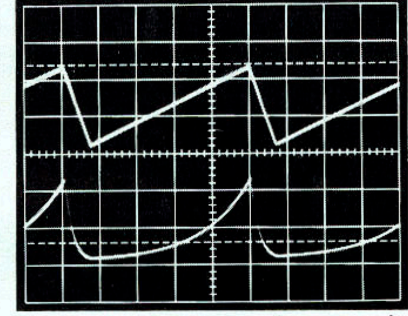
LA MISE AU POINT

On pourra juger le terme ambitieux, puisque l'appareil ne nécessite normalement aucun réglage, et doit fonctionner dès sa mise sous tension. Il suffira donc d'effectuer les vérifications énumérées ci-dessous :

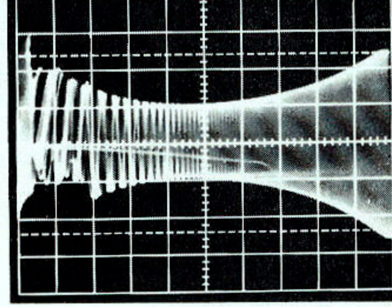
- Tensions d'alimentation : le + 15 V et le – 15 V ne sont définis qu'avec la tolérance des régulateurs CI_1 et CI_2, soit à ± 10 % près dans les cas les plus défavorables. On ne s'en inquiétera pas.
- Sur la sortie de CI_{3a}, les rampes linéaires doivent évoluer de 0 à 10 V, avec un départ précisément calé sur le potentiel de la masse. Si cette condition n'était pas rigoureusement respectée, il faudrait probablement suspecter une disparité entre les chutes de tension dans la diode D, et dans la jonction émetteur-base de T_1. En dernier recours, on pourrait remplacer D par un transistor identique à T_1, en n'en utilisant que ladite jonction.
- Le potentiomètre P_1 doit faire varier la période des rampes de 2 s à 20 ms environ.
- Sur l'émetteur de T_1, on relève des créneaux avec un court palier bas à 0 V, et un palier haut à + 10 V. La trace inférieure de l'oscillogramme B en montre l'allure, comparée à celle des rampes linéaires de la sortie de CI_{3a} (trace supérieure), pour une fréquence de récurrence voisine de 10 Hz.
- En sortie de CI_{5a}, on observe des rampes exponentielles croissant de 0 à + 10 V. L'oscillogramme C les compare aux rampes linéaires de CI_{3a}. Si l'amplitude des exponentielles n'atteignait pas 10 V, il suffirait de réduire légèrement R_{11}, en soudant en parallèle une résistance nettement plus grande, directement



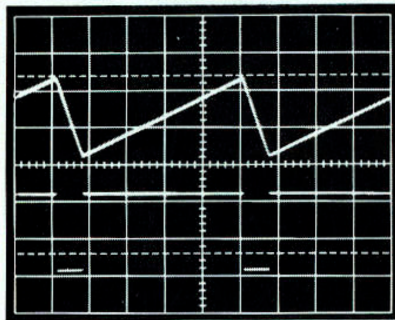
A. – A la croissance de la rampe de vobulation (trace supérieure) correspond celle de la fréquence des sinusoïdes. Pour la lisibilité du cliché, l'excursion ΔF est, ici, volontairement très réduite.



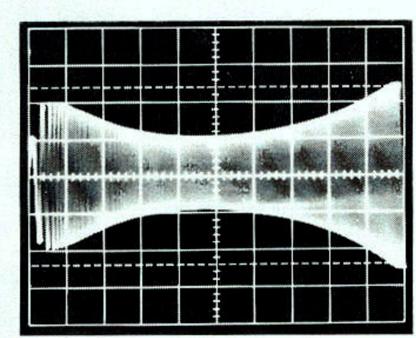
C. – Comparaison entre les rampes linéaires (trace supérieure) sur la sortie de CI_{3a}, et les rampes à croissance exponentielle de la sortie de CI_{5a}.



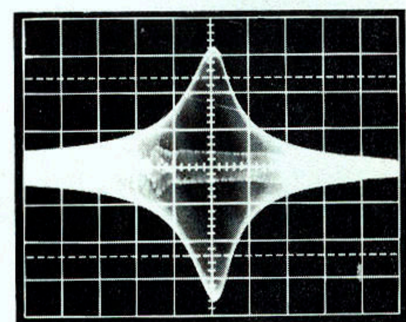
E. – Le test est le même qu'en D, mais avec un balayage trop rapide. Les fréquences basses sont déformées.



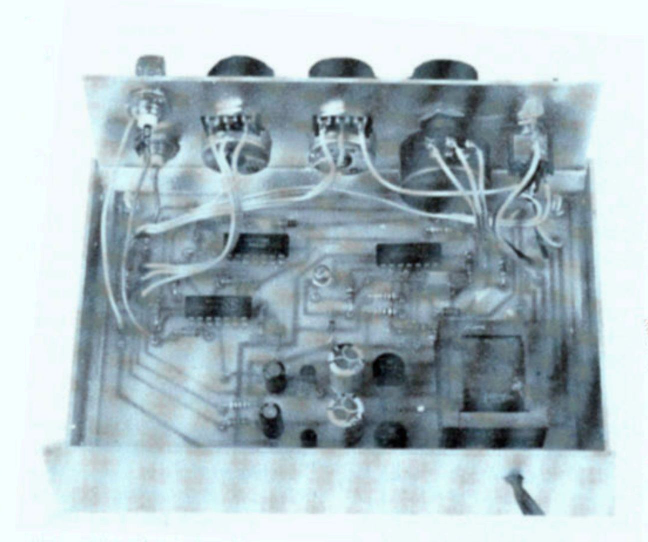
B. – Correspondance entre les rampes linéaires à la sortie de CI_{3a}, et les créneaux de l'émetteur de T_1. Balayage : 2 ms/division.



D. – Réponse en fréquence d'un correcteur Baxandall, entre 20 Hz et 20 kHz. Période des rampes : 2 secondes.



F. – Réponse d'un circuit résonnant LC, centré sur 2 kHz. On utilise une vobulation linéaire, à excursion réduite.



Mise en place dans un coffret métallique.

sur le côté cuivré du circuit imprimé. En revanche, une amplitude un peu trop grande est sans inconvénient, puisqu'on peut la réduire à volonté par le potentiomètre de sortie.

LA MISE EN COFFRET

Comme on ne manipule ici que des basses fréquences, le câblage n'est pas critique, et laise une grande liberté aux initiatives personnelles. Le seul impératif réside dans le choix d'un coffret métallique, faisant office de blindage, en raison des impédances élevées mises en jeu au niveau du convertisseur linéaire/logarithmique. Ce coffret sera relié à la masse du montage par les prises BNC des sorties.

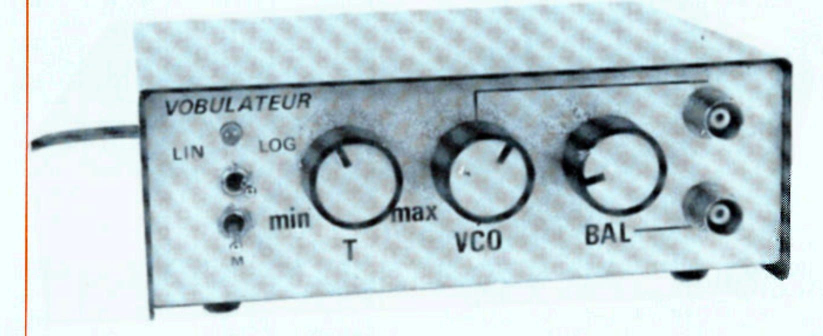
UTILISATION DU VOBULATEUR

Les liaisons avec le dispositif testé, comme avec l'oscilloscope, ont été déjà expliquées et illustrées à la figure 1. Nous nous limiterons à proposer deux exemples pratiques, très représentatifs de la gamme des cas possibles.

Le premier se rapporte à une excursion relative large, dans un rapport 1000, entre 20 Hz et 20 kHz, c'est-à-dire sur la plage maximale des fréquences audibles. Le circuit testé est un correcteur de type Baxandall, réglé au maximum des graves et des aiguës. A 20 Hz, la première période du signal dure donc 50 ms, pendant lesquelles la fréquence ne doit varier qu'insensiblement. Il faut alors choisir une très faible période de croissance des rampes : 1 à 2 secondes, ce qui conduit aux résultats illustrés par l'oscillogramme D.
En revanche, une vitesse de vobulation trop élevée conduit à des déformations importantes aux fréquences les plus basses, comme en témoigne l'oscillogramme E.
Le deuxième exemple concerne un circuit résonnant LC, accordé sur 2 kHz environ. On a choisi, là, une vobulation linéaire à faible excursion relative, de 1,7 kHz à 2,3 kHz environ. La vitesse de balayage est nettement plus élevée, avec une période voisine de 20 ms. L'oscillogramme F montre les résultats obtenus.

R. RATEAU

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS



Résistances 1/4W à ± 5 %

R_1 : 1,2 kΩ	R_9 : 12 kΩ	R_{17} : 12 kΩ
R_2 : 2,2 kΩ	R_{10} : 2,7 kΩ	R_{18} : 12 kΩ
R_3 : 22 Ω	R_{11} : 12 kΩ	R_{19} : 100 Ω
R_4 : 39 kΩ	R_{12} : 560 Ω	R_{20} : 3,9 kΩ
R_5 : 3,9 kΩ	R_{13} : 10 Ω	R_{21} : 22 kΩ
R_6 : 5,1 kΩ	R_{14} : 2,2 kΩ	R_{22} : 220 Ω
R_7 : 10 kΩ	R_{15} : 560 kΩ	R_{23} : 1,5 kΩ
R_8 : 3,9 kΩ	R_{16} : 560 kΩ	

Potentiomètres linéaires

P_1 : 4,7 kΩ P_2 : 10 kΩ P_3 : 10 kΩ

Condensateurs

C_1 : 470 µF électrolytique 25 V, sorties radiales
C_2 : 47 µF électrolytique 25 V, sorties radiales
C_3 : 470 µF électrolytique 25 V, sorties radiales
C_4 : 47 µF électrolytique 25 V, sorties radiales
C_5 : 470 nF (100 V) MKH
C_6 : 150 pF

Semi-conducteurs

RED_1, RED_2 : ponts redresseurs 500 mA, 50 V
CI_1, CI_2 : régulateurs 78L15
CI_3 : LM324
CI_4 : CA3086
CI_5 : LM324
D : 1N4148
LED : diode électroluminescente

Transformateur

2 × 15 V 3 VA (pour circuit imprimé)

Divers

1 interrupteur
1 inverseur miniature
2 bornes BNC pour châssis

Complément pour inversion des rampes

R_{24}, R_{25}, R_{26} : 10 kΩ
CI_6 : LM741

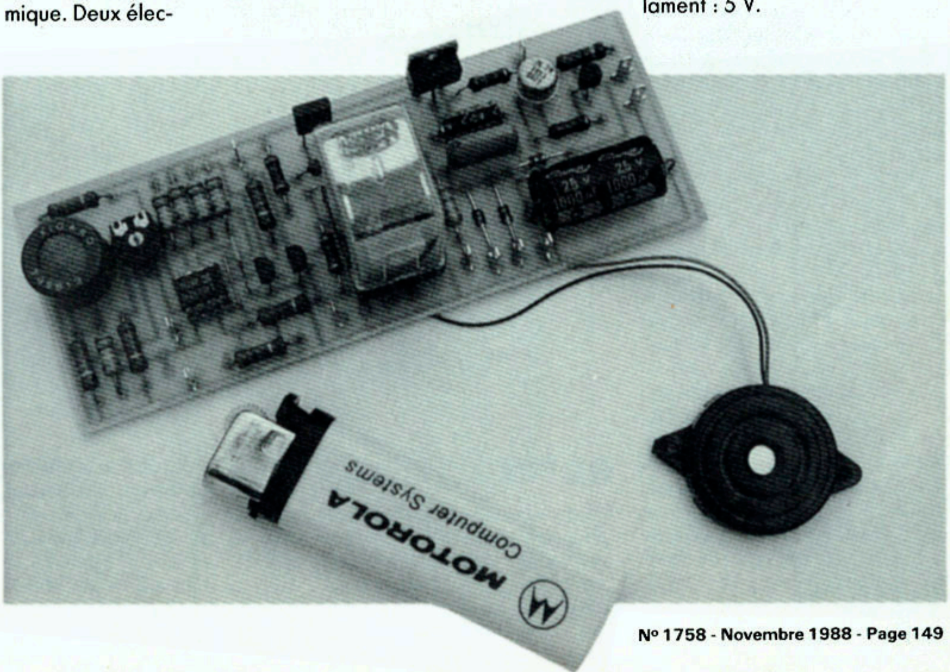
REALISEZ UN DETECTEUR DE GAZ

S'il est un domaine où l'électronique peut rendre de grands services, c'est bien dans celui de la sécurité, d'autant que les investissements à réaliser ne sont pas nécessairement importants, comme nous allons vous le démontrer ci-après.
Le montage que nous vous proposons de réaliser aujourd'hui est en effet un détecteur de gaz, capable de déclencher divers types d'alarmes lorsque la quantité de gaz butane ou propane contenue dans l'air dépasse une certaine concentration. L'utilité d'un tel montage est évidente chez tous ceux qui utilisent des appareils à gaz, que ce soit des chauffe-eau, des radiateurs ou des cuisinières.

Lorsque l'on connaît les ravages des explosions dues à des fuites de gaz et que l'on calcule le prix de revient de notre montage, on est en droit de se demander pourquoi il n'est pas systématiquement intégré dans tout appareil à gaz un tant soit peu important.

LE NEZ ELECTRONIQUE

Si la détection de température, d'humidité, de bruit ou de toute autre grandeur physique ne pose pas de problème à un électronicien averti, la détection d'une odeur, puisque c'est presque de cela qu'il s'agit, est un peu plus complexe ; en effet, on voit assez mal à quel capteur on peut faire appel.
Si ce problème vous laisse sans voix, lisez donc les quelques lignes qui suivent et vous allez découvrir le « nez électronique » qui est, bien sûr, le capteur utilisé dans notre montage, ainsi que dans ses homologues industriels.
Ce nez est un semi-conducteur particulier constitué principalement par de l'oxyde d'étain déposé en couche mince sur un tube de céramique. Deux électrodes sont placées aux extrémités de ce tube afin d'en mesurer la résistance. A l'intérieur de ce tube, un filament chauffant permet de porter la température du capteur aux environs de 135 °C.
En l'absence de gaz auquel le capteur est sensible (nous en verrons la liste dans un instant), et après quelques minutes de montée en température, la résistance du capteur se stabilise à une certaine valeur dépendant de ses dimensions mécaniques et de son procédé de réalisation. Dès qu'un gaz adéquat est présent dans l'air arrivant en contact avec le capteur, la résistance décroît dans des proportions dépendant directement de la concentration du gaz dans l'air.
Le temps de réaction du capteur est extrêmement faible et sa sensibilité, quoique difficile à vous faire apprécier, car les chiffres utilisés sont difficiles à concrétiser, est très grande, comme nous le verrons lors des essais de notre montage.
Le capteur que nous avons choisi est fabriqué par la firme Figaro qui s'est fait une spécialité de ce genre de produits et qui propose plusieurs références. Nous avons retenu le TGS 812 ou TGS 813 qui est d'approvisionnement relativement facile sur le marché français (voir par exemple Magnetic France, place de la Nation, 75012 Paris) et de prix abordable. Ce capteur se présente sous la forme d'un boîtier cylindrique en plastique, muni de six pattes de connexion, comme indiqué figure 1.
Si l'on utilise le circuit de mesure schématisé figure 2, ses principales caractéristiques sont les suivantes.
– Tension de chauffage du filament : 5 V.



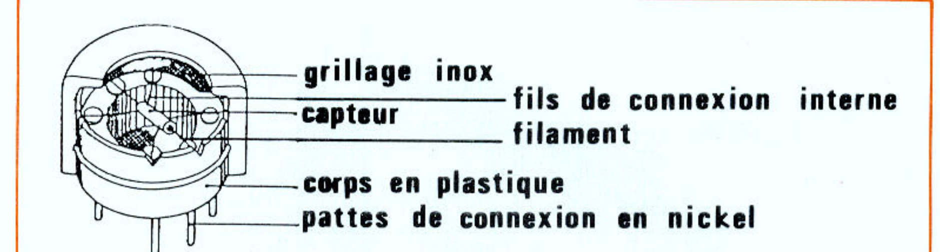
– Dissipation de puissance maximale : 650 mW.
– Temps de stabilisation en température : environ 2 mn.
– Résistance du capteur variant de 1 à 10 kΩ en présence d'une concentration de 1 000 ppm d'isobutane dans l'air.

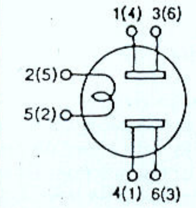
Le tableau de la figure 3 précise, en outre, le rapport entre la résistance du capteur en présence d'air contenant diverses concentrations de divers gaz et de l'air contenant 1 000 ppm d'isobutane qui constitue la référence de mesure.

Bien que les diverses concentrations indiquées ne vous disent certainement rien « olfactivement » parlant, nous pouvons vous assurer que le capteur est très sensible puisque les émanations d'un vulgaire briquet à gaz placé à quelques centimètres arrivent à le faire réagir.

Précisons, pour en terminer avec cette présentation des caractéristiques essentielles, que tout capteur neuf ou stocké plusieurs mois sans être alimenté doit faire l'objet d'un « conditionnement » préalable avant de voir ses paramètres internes se stabiliser. Ce conditionnement consiste tout simplement à alimenter normalement le capteur pendant trois à six jours de façon continue. Le non-respect de cette règle n'empêche pas le capteur de fonctionner, mais complique le réglage du montage dans lequel il est utilisé, car sa résistance en présence d'air pur n'a pas une valeur parfaitement définie et stable dans le temps alors qu'elle le devient après la phase de conditionnement.

Nous terminerons par une dernière remarque d'ordre pratique : certains revendeurs ont en stock des TGS 109 de Figaro, aisément reconnaissables à leur boîtier métallique et à leurs quatre pattes de connexion seulement. Bien que fonctionnant sur le même principe que les TGS 812 et 813, ces TGS 109 ne peuvent en aucun cas être utilisés dans le montage que nous vous proposons aujourd'hui.





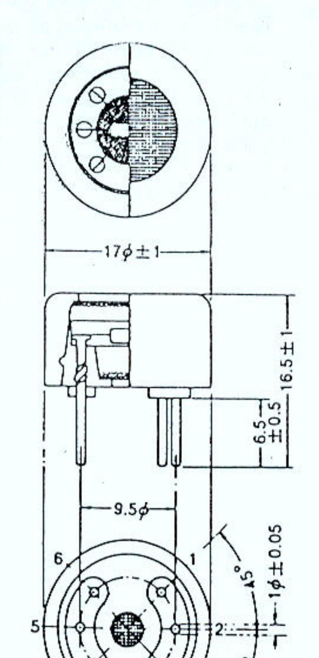


Fig. 1. – Cotes et brochage du capteur de gaz utilisé.

NOTRE SCHEMA

Nous avons conçu un montage aussi simple que possible mais néanmoins suffisamment fiable pour que l'on puisse lui faire toute confiance. En outre, comme la notion d'alarme dépend fortement du lieu et des conditions d'utilisation, trois types de signalisations différentes ont été prévues. Ceci permet de comprendre pourquoi notre schéma, sans être complexe, est un peu plus fourni que ce à quoi l'on penserait de prime abord.

L'alimentation est très classique puisque, après redressement et filtrage, nous trouvons un régulateur intégré IC_1 qui

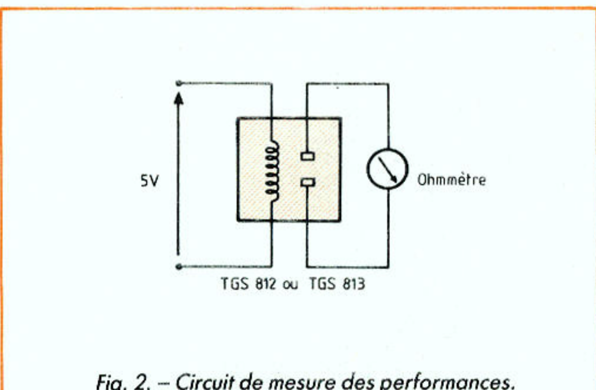


Fig. 2. – Circuit de mesure des performances.

délivre du 5 V à toute la partie détection du montage. Une sauvegarde par batterie est prévue, mais non obligatoire, et permet de continuer à faire fonctionner le détecteur pendant un certain temps en l'absence de secteur. Des batteries Cadmium Nickel prennent donc automatiquement le relais du secteur *via* la diode D_3, en cas de défaillance de ce dernier. Lorsque le secteur est présent, elles sont maintenues en charge grâce au générateur à courant constant réalisé autour de T_1 et T_2. La résistance RB fixe le courant de charge et doit être calculée en fonction des batteries utilisées, comme nous le verrons ci-après.

Le filament du capteur est alimenté directement par le 5 V issu de IC_1 puisque c'est sa tension de chauffage nominale. Le détecteur proprement dit forme un pont diviseur à résistance avec R_3. La tension présente aux bornes de cette résistance est appliquée à l'entrée non-inverseuse d'un comparateur intégré IC_2 dont l'entrée inverseuse est reliée à un potentiomètre permettant de régler le seuil de déclenchement de l'alarme. La sortie de ce comparateur alimente T_3, qui peut simultanément allumer la LED 2 (indication d'alarme visuelle) et faire coller un relais (indication d'alarme à votre convenance). T_3 commande à son tour T_4, qui peut débloquer un oscillateur réalisé autour du deuxième comparateur contenu dans IC_2. Ce dernier génère un signal BF, qui peut être reproduit par le buzzer piézo connecté directement en sortie ou par un haut-parleur de plus grande puissance *via* l'amplificateur rudimentaire, mais très efficace, constitué par T_5 (alarme sonore). Le décor étant planté, voyons comment tout cela fonctionne.

En l'absence de gaz, la résistance du capteur est élevée, la tension sur l'entrée non inverseuse de IC_2 est donc faible, et la sortie de ce dernier est au voisinage de la masse. T_3 est bloqué, la LED 2 est éteinte, le relais est décollé et T_4 est saturé. Ceci a pour effet de maintenir à la masse l'entrée non inverseuse de la deuxième moitié de IC_2 et, donc, de bloquer l'oscillateur. Le buzzer est silencieux, T_5 est bloqué et le haut-parleur est donc muet, lui aussi.

En présence d'une quantité de gaz suffisante, déterminée par la sensibilité du capteur et le réglage de P_1, la tension sur l'entrée non inverseuse de IC_2 devient supérieure à la tension sur l'autre entrée, et la sortie de ce comparateur passe donc à l'état haut. Ceci a pour effet de saturer T_3, qui allume la LED 2 et fait coller le relais. T_4 se trouve donc bloqué et libère ainsi l'oscillateur qui alimente le buzzer et le haut-parleur *via* T_5. L'alarme est donc disponible simultanément sous les trois formes annoncées.

Tel que le montage est conçu, l'alarme est activée tant que la concentration en gaz est anormale, ce qui est le cas généralement le plus intéressant. Pour certaines utilisations, il peut être nécessaire de mémoriser cette alarme afin de savoir qu'il y a eu concentration anormale de gaz, même si celle-ci a disparu par la suite. Notre montage le permet, tout simplement en ajoutant la diode DH dessinée en pointillés sur la figure 4. Celle-ci a pour effet de bloquer le comparateur avec la sortie en position haute dès qu'il est passé une fois dans cet état. Afin de remettre le système en veille et d'annuler la mémoire ainsi introduite, il faut aussi ajouter un poussoir de remise à zéro, qui n'est autre que P_1. Son principe d'action est fort simple puisqu'il force l'entrée non inverseurse de IC_2 à la masse, permettant ainsi à la sortie de ce comparateur de revenir à zéro.

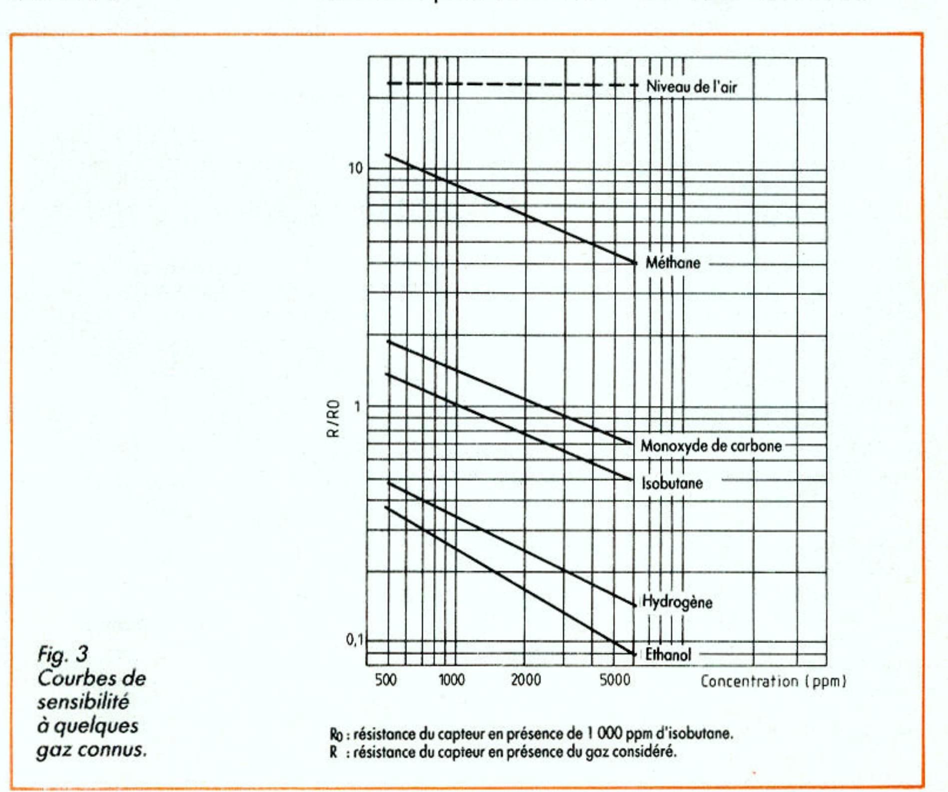


Fig. 3 Courbes de sensibilité à quelques gaz connus.

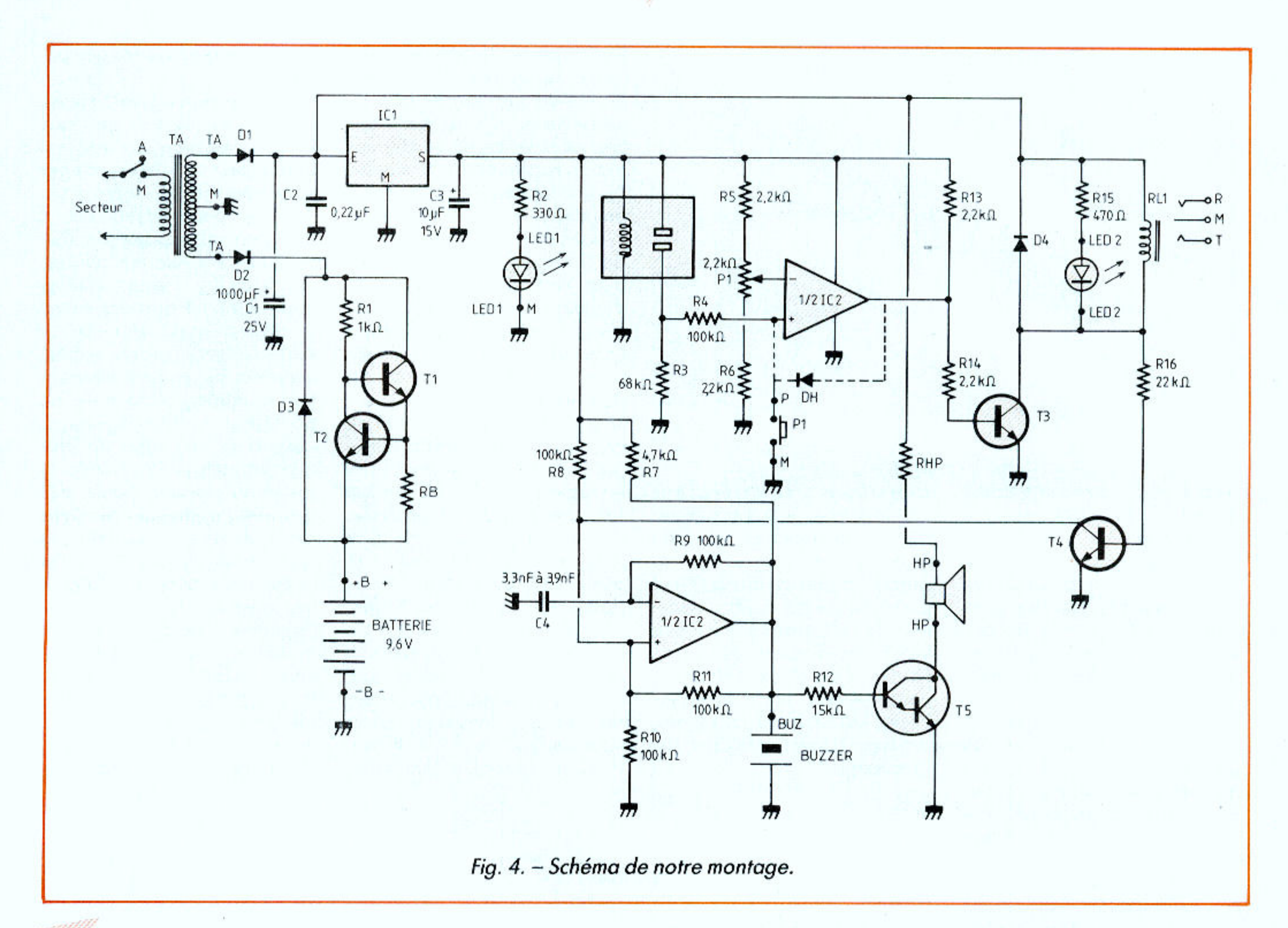


Fig. 4. – Schéma de notre montage.

LA REALISATION

La nomenclature des composants vous est proposée figure 5 et appelle assez peu de commentaires. En ce qui concerne le capteur de gaz, nous vous renvoyons au paragraphe qui lui est consacré, en précisant toutefois que, si vous avez le choix, il vaut mieux prendre un TGS 812 qu'un TGS 813, le premier étant un peu plus sensible à nos butanes et propanes domestiques.

La présence simultanée du buzzer et du haut-parleur n'est pas obligatoire, puisque ce dernier n'est employé que si le buzzer ne délivre pas une puissance sonore suffisante.

Deux résistances sont à calculer par vos soins en fonction des éléments de votre montage et de vos désirs ; ce sont RB et RHP. RB fixe le courant

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

Capteur de gaz Figaro TGS 810 ou 813

IC_1 : régulateur + 5 V, 1 A en boîtier TO 220 (7805)

IC_2 : LM 393

T_1 : 2N1893, 2N2218A, 2N2219A, 2N2222A

T_2, T_3, T_4 : BC107, 108, 109, 547, 548, 549

T_5 : BD679 ou darlington moyenne puissance en boîtier TO220

D_1, D_2, D_3 : 1N4002 à 1N4007

D_4, DH : 1N914 ou 1N4148

LED1, LED2 : LED de n'importe quel type

Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 %

R_1 : 1 kΩ
R_2 : 330 Ω
R_3 : 68 kΩ
R_4, R_8, R_9, R_{10}, R_{11} : 100 kΩ
R_5, R_6, R_{13}, R_{14} : 2,2 kΩ
R_7 : 4,7 kΩ
R_{12} : 15 kΩ
R_{15} : 470 Ω
R_{16} : 22 kΩ
RB et RHP : voir texte

Condensateurs

C_1 : 1 000 µF/25 V
C_2 : 0,22 µF mylar
C_3 : 10 µF/15 V
C_4 : 3,3 à 3,9 nF céramique

Divers

Buzzer : buzzer piézo quelconque

HP : haut-parleur (voir texte pour impédance et puissance)

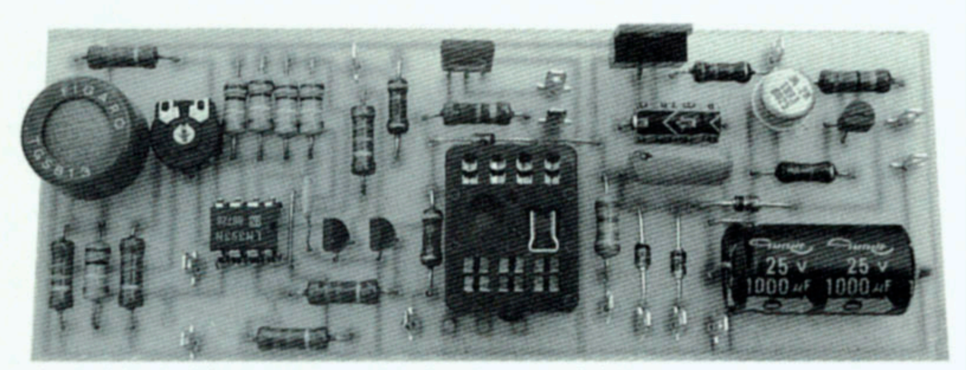
TA : transformateur 220 V 2 × 9 V 10 VA environ

RL_1 : relais 1RT, collage sous 6 V environ, résistance de bobine supérieure à 120 Ω environ

P_1 : potentiomètre ajustable pour CI de 2,2 kΩ

Poussoir, contact en appuyant (facultatif)

Batteries : 8 éléments Cd Ni de 1,2 V (voir texte pour capacité)



Le circuit imprimé de notre montage. Le relais n'est pas enfiché sur son support.

de charge des batteries. Ce dernier doit être égal au dixième de la capacité de ces dernières exprimée en ampères/heure. Dans ces conditions, RB est donnée par la relation :

RB = 0,6/1

où 1 est le courant de charge exprimé en ampères.

La résistance RHP, quant à elle, limite la puissance fournie au haut-parleur par T_5. Cette puissance est donnée par la relation :

Php = 25/(Z + RHP)

où Php est la puissance fournie au haut-parleur, exprimée en watts, et où Z est l'impédance du haut-parleur exprimée en ohms. Vous choisirez donc RHP en fonction de la puissance désirée et, surtout, de la puissance maximale que peut supporter le haut-parleur utilisé. A propos de ce dernier, remarquez que, si vous voulez disposer d'une puissance importante, il faut choisir un modèle d'impédance faible (4 Ω par exemple).

En ce qui concerne le circuit intégré LM 393, et bien que ce dernier soit courant et très peu coûteux, sachez que ce n'est rien d'autre qu'une « moitié » du célèbre quadruple comparateur LM 339. Si vous ne trouvez pas de LM 393, vous pouvez donc utiliser n'importe lequel des comparateurs contenus dans un LM 339 pour le remplacer. Malheureusement, il vous faudra alors redessiner le circuit imprimé, puisque le LM 393 est en boîtier huit pattes alors que le LM 339 est, lui, en quatorze pattes.

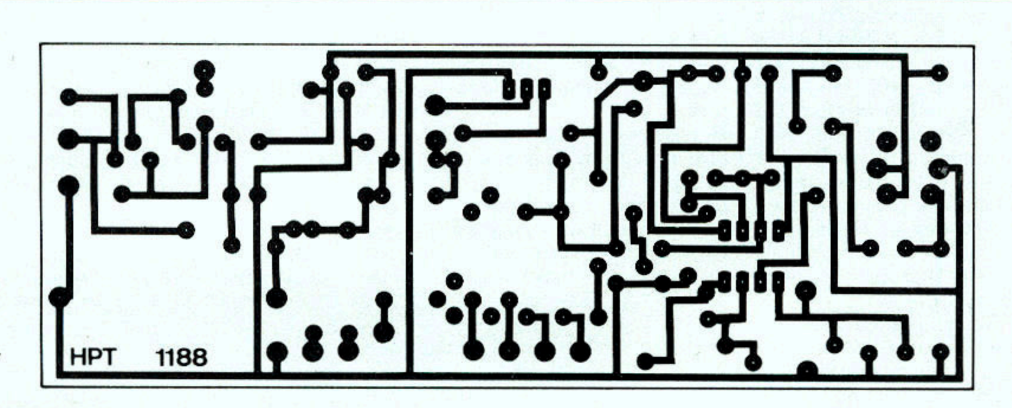


Fig. 6
Le circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

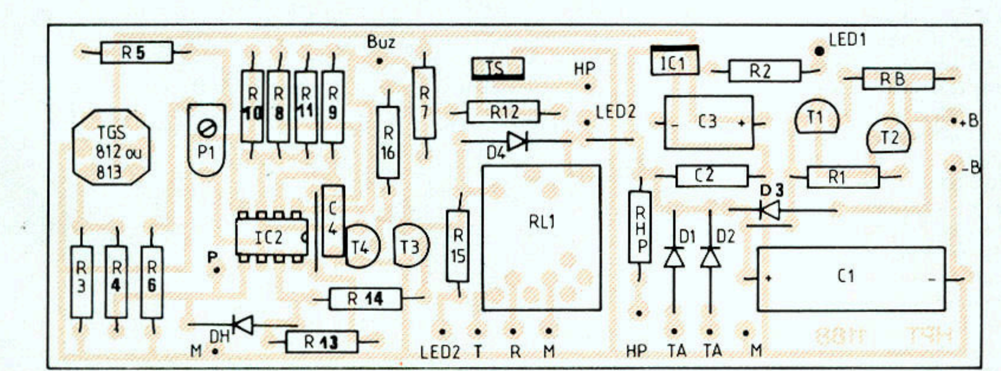


Fig. 7
Implantation des composants.

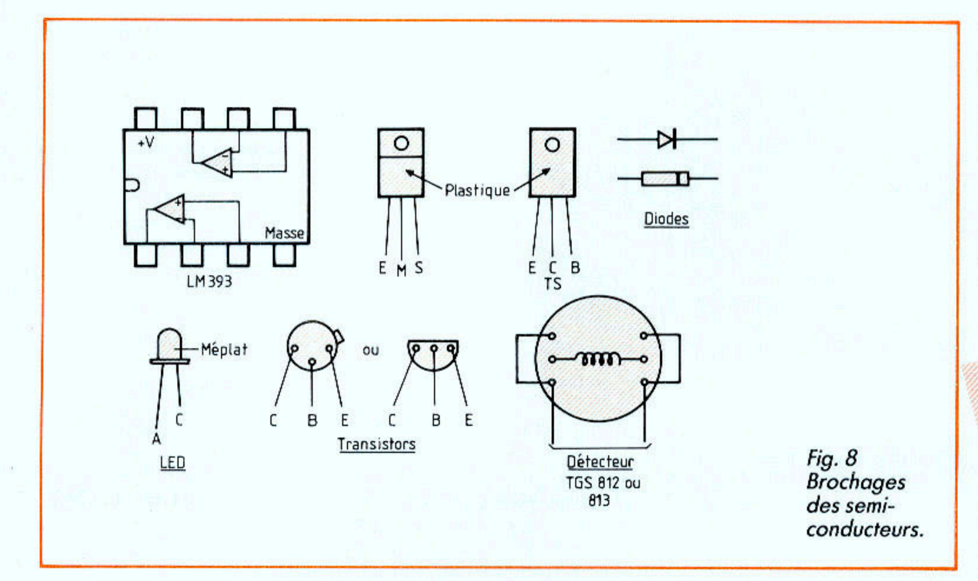


Fig. 8 Brochages des semi-conducteurs.

Les batteries seront choisies en fonction de l'autonomie que vous souhaitez donner à votre montage. Celle-ci va de une à deux heures avec des batteries de 400 mA/heure (celles de la taille des piles R_6) à une dizaine d'heures avec des batteries de 4 A/heure (celles de la taille des piles de type R20). Le prix et l'encombrement des batteries augmentent aussi, mais pas dans les mêmes proportions que l'autonomie !

Le circuit imprimé, dont le tracé vous est proposé figure 6, supporte tous les composants, à l'exception du transformateur d'alimentation. Il peut donc recevoir directement le capteur TGS 812 ou 813, comme c'est le cas sur la photo de notre maquette, bien que ce ne soit pas la meilleure solution. Ce dernier, en effet, a tout intérêt à être placé à l'extérieur de la boîte recevant le montage ou, tout au moins, à être monté de telle façon que sa fenêtre grillagée soit extérieure au boîtier. La sensibilité et la rapidité de détection ne peuvent que s'en trouver augmentées.

Le montage ne présente aucune difficulté. Les straps sont mis en place, suivis des composants passifs puis des composants actifs. Le circuit intégré IC_2 n'a pas besoin de support, sauf si vous avez peur de le détruire par un échauffement excessif en le soudant. Veillez à l'orientation correcte des composants polarisés, comme à l'habitude.

Le régulateur intégré IC_1 doit être muni d'un radiateur de quelques centimètres carrés de surface car, en raison de la consommation de courant du filament du capteur, il s'échauffe assez notablement.

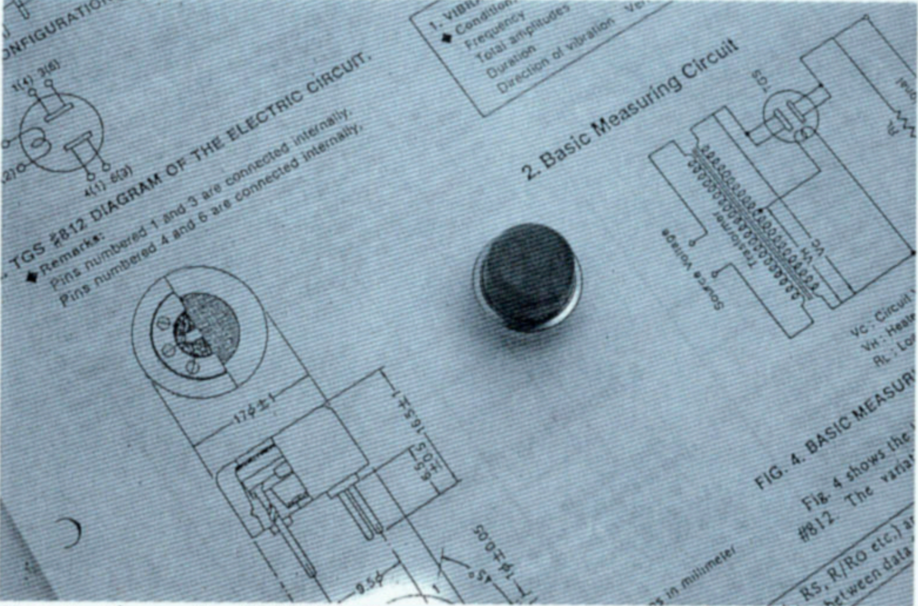
Le TGS 812 ou 813 peut être monté sur le CI ou être déporté, ce que nous conseillons vivement, comme nous l'avons dit ci-avant. La liaison capteur-CI peut être faite en simple fil isolé ordinaire, aucune induction n'étant à craindre vu les tensions et impédances mises en jeu. Aucune erreur de connexion n'est possible. Capteur et filament sont non polarisés et, d'autre part, le filament occupe les deux pattes centrales du boîtier alors que le capteur se retrouve sur les pattes extérieures, qui sont reliées entre elles en interne. Ceci est d'ailleurs clairement illustré figure 8.

Lorsque le montage est terminé et est soigneusement contrôlé, on peut passer aux essais, qui ne devraient prendre que quelques minutes.

LES ESSAIS

Capteur non connecté et batteries non mises en place, mettez le montage sous tension et vérifiez que vous avez bien 5 V en sortie de IC_1. Court-circuitez les bornes +B et –B sur un milliampèremètre et vérifiez que vous trouvez bien un courant égal à celui ayant servi au calcul de RB à + ou – 10 % près.

Connectez alors les batteries et le capteur et mettez le montage sous tension. Attendez au moins cinq bonnes minutes pour que le TGS 812 ou 813 prenne sa température de régime avant de procéder à un premier réglage. Déconnectez le buzzer et/ou le haut-parleur si nécessaire. Lorsque ce



Un capteur de gaz : ici un TGS 109 de Figaro.

temps est écoulé et uniquement en présence d'air pur (pas de cigarette ni de pipe dans la même pièce !), ajustez P_1 pour obtenir l'extinction de LED 2, le décollage du relais et le silence du buzzer ou du haut-parleur.
Faites alors « renifler » au TGS 812 ou 813 un peu de gaz avec, par exemple, un briquet à gaz dont vous actionnerez le bouton sans allumer la flamme. La LED doit s'allumer, le relais coller et le buzzer ou le haut-parleur émettre un sifflement. Cet état doit se prolonger tant que la concentration de gaz n'aura pas suffisamment diminué, sauf si vous avez réalisé l'option à mémoire en câblant DH. Dans le premier cas, l'alarme doit durer de une à quelques secondes ; dans le deuxième cas, il faut appuyer sur P pour l'arrêter. Attention, si elle se déclenche à nouveau lorsque vous relâchez P, c'est que le taux de gaz présent dans l'air est encore trop élevé.
Si le montage ne fonctionne pas, vérifiez, avec un voltmètre connecté aux bornes de R_3, que le « nez » réagit bien au gaz. La tension présente sur R_3 doit augmenter dans de notables proportions au fur et à mesure que la concentration de gaz augmente. Suivez ensuite le schéma, voltmètre en main et explications de nos précédents paragraphes sous les yeux, et le fautif devrait vite être identifié. Le montage est en effet purement statique et ne recèle aucun point délicat.
Si votre capteur est neuf, laissez le montage sous tension plusieurs jours, au besoin en déconnectant HP et buzzer pour ne pas être ennuyé, afin que le TGS 812 ou 813 se conditionne correctement, comme expliqué ci-avant. Au bout de ce laps de temps, procédez à un nouveau réglage de P_1. Ne soyez pas trop exigeant et évitez de vous placer à la limite d'allumage de la LED 2 ; vous risqueriez en effet des déclenchements parasites, causés d'une part par la grande sensibilité du capteur et d'autre part par l'influence de l'humidité de l'air et de la température ambiante sur ce dernier.
Le montage peut être installé dans le boîtier de votre choix, aucune contrainte n'étant à signaler à ce propos. Veillez seulement à ce que le capteur entier ou, au moins, sa grille métallique, soit à l'extérieur de ce boîtier afin d'augmenter la rapidité de détection et la sensibilité.
Attention, si vous êtes fumeur, il se peut que le montage déclenche l'alarme de temps en temps. Il s'agit d'un comportement tout à fait normal, dû à une réaction du capteur à la fumée de vos chères cigarettes. Si tel est le cas, pensez à ce qu'il doit y avoir dans vos poumons et allez respirer une bonne bouffée d'air pur...

CONCLUSION

Voici un exemple d'exploitation d'un composant original propre à accroître la sécurité d'emploi de tout appareil à gaz. Son faible prix de revient et sa facilité de réalisation placent notre montage à la portée de tout amateur qui se respecte et nous permettent d'affirmer que, grâce au *Haut-Parleur,* la sécurité n'est plus un luxe.

C. TAVERNIER

TRANSMISSION A COURTE ET LONGUE DISTANCE DANS LA BANDE DE 12 GHz

Le mode de transmission que nous envisageons ici est celui d'un relais composé d'une station d'émission de – 0,31 mW (– 5 dBm) munie d'une antenne parabolique à grand gain (45 dB) et d'une station de réception munie également d'une antenne parabolique de 45 dB reliée à un préamplificateur Tegfet dont le gain est de 10 dB et le facteur de bruit 2 (3 dB). Ce relais fonctionne dans la bande de 12 GHz, en canal 1 11,727 GHz. La station de réception est apte à recevoir une émission de satellite de télévision directe.

Le schéma de principe de l'ensemble est donné en figure 1 où l'émetteur est commandé par un signal 1,027 GHz modulé en fréquence par la vidéo et le son. Ce signal est converti à 11,727 GHz. Après conversion, le 11,727 GHz est amplifié par un transistor qui produit – 5 dBm en sortie. Le signal reçu est amplifié par un Tegfet. Il est ensuite converti à 1,027 GHz. Après conversion, le 1,027 GHz est amplifié. Le signal amplifié est transmis aux démodulateurs qui reproduisent les signaux vidéo et son.

FLUX DE PUISSANCE POUR UN BOND DE 30 km ET 0,31 mW EMETTEUR

Puissance sortie émetteur : 0,31 mW = – 5 dBm (fig. 1).

Gain antenne d'émission : 45 dB (1,5 m de diamètre).

Puissance rayonnée sortie antenne :
$-5 + 45 = 40$ dBm = 10 W

Puissance reçue entrée antenne de réception pour un bond de 30 km et une atténuation – 143 dB :
$P_R = 40 - 143 = -103$ dBm
$= -133$ dBW

Gain de l'antenne de réception : 45 dB.

Puissance sortie antenne de réception :
$P_A = P_R \cdot G_R = -103 + 45$
$= -58$ dBm

Surface de captation de l'antenne :

$$S = G_R \cdot \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi}$$

En dB : $S = 45 - 43 = 2$ dB (m²)
$= 1{,}58$ m²

Puissance surfacique :
$P_o = P_A/S = -58 - 2$
$= -60$ dBm $= -90$ dBW

Rapport puissance reçue sortie antenne à puissance thermique antenne : $P_A/k \cdot B \cdot T$
$= P_o \cdot S/k \cdot B \cdot T = C/N$

$$= P_o \cdot G_R \cdot \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi} /k \cdot B \cdot T$$

$$= P_o \cdot \frac{G_R}{T} \cdot \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi \cdot k \cdot B}$$

Facteur de mérite de la station de réception :

$$\frac{G_R}{T}$$

Bande passante :
$B = 27 \cdot 10^6$ Hz
$k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J/K

$P_o = -90$ dBW

$$\frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi \cdot k \cdot B} = 111{,}3 \text{ dB (m}^2\text{)}$$

$C/N = P_o$ (dB) $+ G_R/T$ (dB)
$+ 111{,}3$ (dB)

Exemple :

$C/N = -90 + 14 + 111{,}3$
$= 35{,}3$ dB *en absence d'évanouissement.*

Les évanouissements peuvent atteindre 20 dB.

Facteur de bruit du préamplificateur : 2. Gain : 10×.

Facteur de bruit du convertisseur 11,727 à 1,027 GHz : 6 = 7,8 dB.

Facteur de bruit en sortie convertisseur :

$$2 + \frac{6-1}{10} = 2{,}5 = 4 \text{ dB}$$

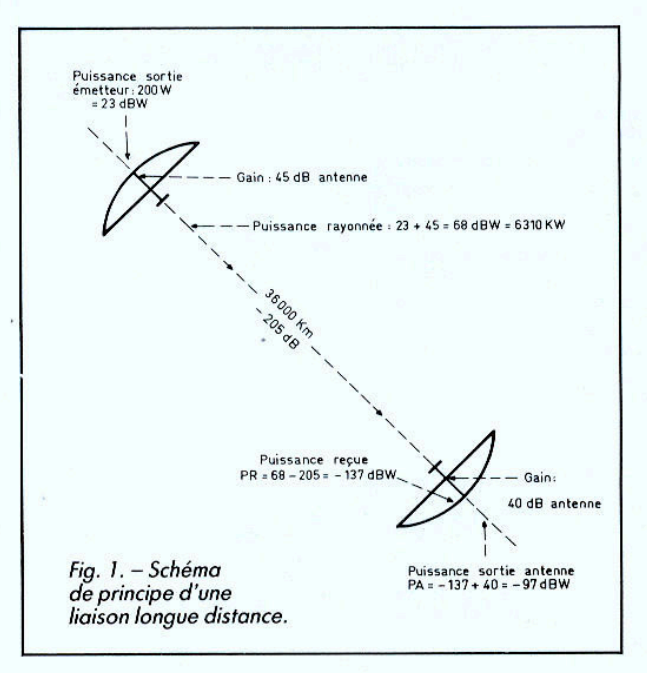


Fig. 1. – Schéma de principe d'une liaison longue distance.

FLUX DE PUISSANCE POUR UN BOND DE 36 000 km ET 200 W EMETTEUR SATELLITE

Puissance sortie émetteur satellite : 200 W = 23 dBW (fig. 2).
Gain antenne d'émission : 45 dB.
Puissance rayonnée sortie antenne : 23 + 45 = 68 dBW = 6.310 W.
Puissance reçue entrée antenne de réception pour un bond de 36 000 km et une atténuation – 205 dB :
$P_R = 68 - 205 = -137$ dBW $= -107$ dBm.
Gain de l'antenne de réception : 40 dB.
Puissance sortie antenne de réception :
$P_A = -137 + 40 = -97$ dBW.

Surface de captation de l'antenne :

$$S = G_R \cdot \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi}$$

$$G_R = 40 \text{ dB} \quad \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi} = -43 \text{ dB}$$

$$S = -3 \text{ dB} = 0{,}5 \text{ m}^2$$

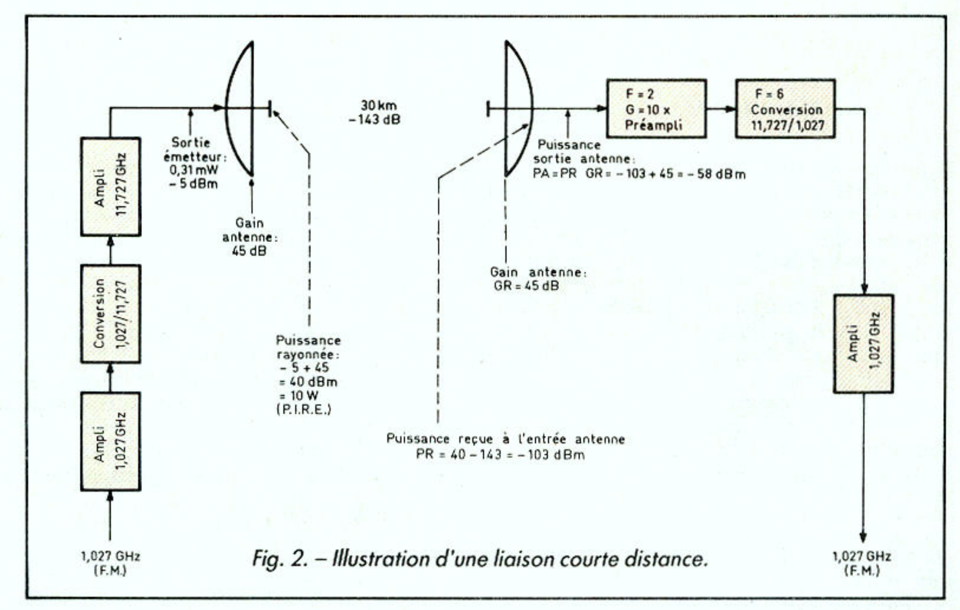


Fig. 2. – Illustration d'une liaison courte distance.

Puissance surfacique $P_o = P_A/S = -97 + 3 = -94$ dBW/m² en absence d'évanouissement.

Puissance surfacique minimale : – 103 dBW/m².

Rapport puissance reçue sortie antenne à puissance thermique antenne : $C/N = P_o$ (dB) + G_R/T (dB) + 111,3 (dB).

Exemple :

$$\frac{G_R}{T} = 14 \text{ dB}$$

$$P_o = -103 \text{ dBW/m}^2$$

$$C/N = -103 + 14 + 111{,}3 = 22{,}3 \text{ dB}$$

Un récepteur idéal produirait un rapport signal à bruit de 22,3 dB. En réalité, il faut ajouter le bruit provenant du préamplificateur, convertisseur et des étages suivants.
L'atténuation d'espace libre se calcule par la formule suivante :
A (dB) = 32,45 + 20 log f (MHz) + 20 log D (km).

R. ASCHEN

Formulaire concernant la transmission par satellite TV

- P_T : puissance en sortie de l'émetteur du satellite.
- G_T : gain de l'antenne d'émission du satellite.
- G_R : gain de l'antenne de réception au sol.
- A : atténuation d'espace libre.
- P_{RA} : puissance rayonnée par l'antenne du satellite (P.I.R.E.).
- P_R : puissance reçue au sol.
- P_A : puissance délivrée par l'antenne de réception.
- P_o : puissance reçue par m² (puissance surfacique).
- S : surface de captation de l'antenne de réception.
- P_t : puissance thermique de l'antenne de réception.
- C/N : rapport puissance reçue par l'antenne de réception à puissance thermique.

Exemple concernant un satellite TV de 200 W à 36 000 km

$f = 12$ GHz $\quad \lambda = 0{,}025$ m $\quad \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi} = 0{,}5 \cdot 10^{-4}$

Bande passante du canal : B = 27 MHz.
Température de l'antenne de réception : T = 300 K.
Constante de Boltzmann : $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J/K.
$P_T = 200$ W (23 dBW)
$G_T = 30\,000$ ($\simeq$ 45 dB) diamètre de la parabole : 1,5 m
$P_{RA} = 200 \cdot 30\,000 = 6\,000$ kW ($\simeq$ 68 dBW)
$A = 3{,}162 \cdot 10^{20}$ (205 dB pour 36 000 km)

$$P_R = \frac{6\,000\,000}{3{,}162 \cdot 10^{20}} = 2 \cdot 10^{-14} \text{ W} = 0{,}02 \text{ pW } (-137 \text{ dBW})$$

$$G_R = 10\,000 \text{ (40 dB)}$$

$$P_A = 2 \cdot 10^{-14} \cdot G_R = 2 \cdot 10^{-14} \cdot 10^4 = 2 \cdot 10^{-10} \text{ W } (-97 \text{ dBW})$$

$$S = \frac{G_R \cdot \lambda^2}{4 \cdot \pi} = G_R \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-4} = 0{,}5 \text{ m}^2$$

(diamètre de la parabole = 1 m)

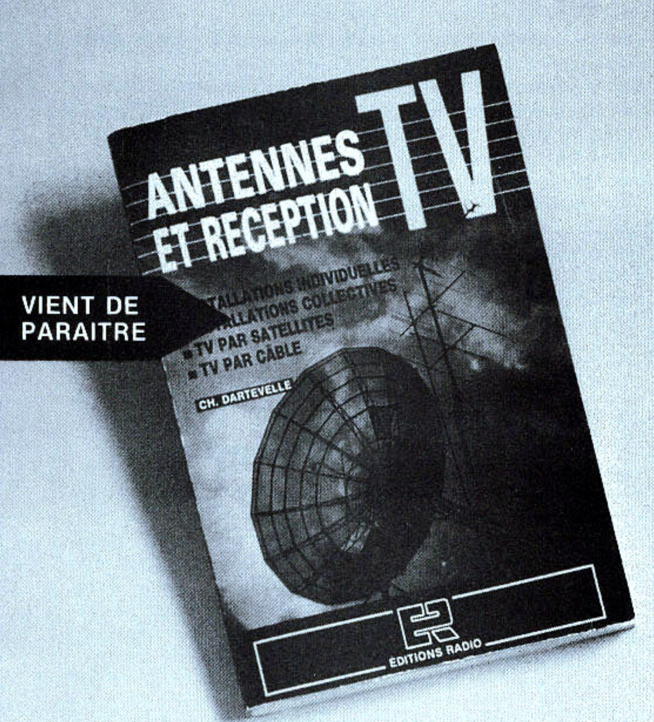
$$P_A = P_R \cdot G_R = 2 \cdot 10^{-14} \cdot 10^4 = 2 \cdot 10^{-10} \text{ W} = 200 \text{ pW } (-97 \text{ dBW})$$

$$P_o = \frac{P_A}{S} = \frac{2 \cdot 10^{-10}}{0{,}5} = 4 \cdot 10^{-10} \text{ W/m}^2 = 400 \text{ pW/m}^2 \; (-94 \text{ dBW/m}^2)$$

$$P_t = k \cdot B \cdot T = 1{,}38 \cdot 10^{-23} \cdot 27 \cdot 10^6 \cdot 300 = 0{,}11 \cdot 10^{-12} = 0{,}11 \text{ pW } (-129 \text{ dBW})$$

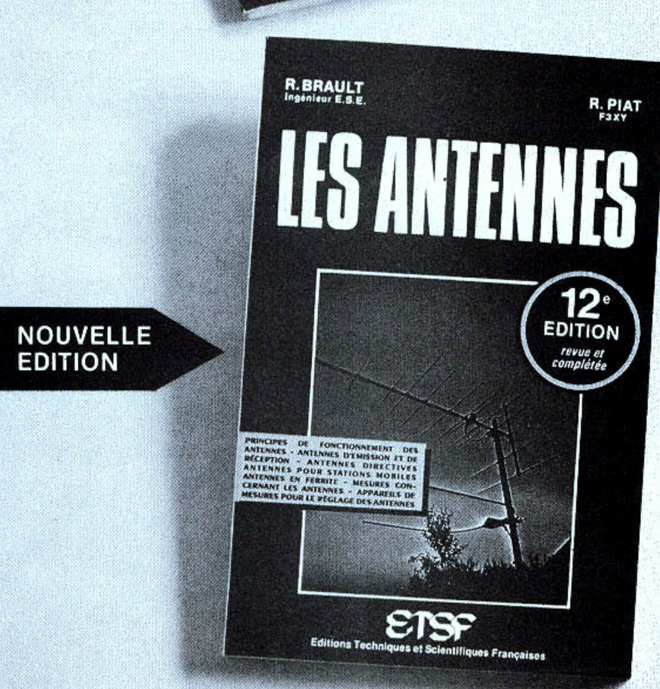
$$\frac{C}{N} = \frac{P_A}{P_t} = \frac{200}{0{,}11} = 1\,818 \; (\simeq 33 \text{ dB})$$

POUR COMPRENDRE, CHOISIR ET BIEN INSTALLER LES ANTENNES.



ANTENNES ET RECEPTION TV
PAR C. DARTEVELLE
222 PAGES, FORMAT 16×24 CM
PRIX : 165 F PORT COMPRIS

En matière de réception TV, l'obtention d'images de qualité est directement fonction des caractéristiques et performances des antennes, de leur implantation et des installations associées.
D'où l'importance de bien connaître les principes qui régissent le fonctionnement de ce type d'antenne et des règles qu'il convient d'observer pour mener à bien l'établissement des installations individuelles ou collectives.
Toutes choses qui sont abordées sous une forme essentiellement pratique dans cet ouvrage qui traite non seulement du choix des antennes, des techniques de distribution des signaux qu'elles fournissent, mais également du calcul des installations, illustré par des exemples concrets.
Les formes modernes de réception TV câble, satellites figurent également au sommaire de l'ouvrage qui aborde notamment les problèmes spécifiques aux réseaux câblés ainsi qu'aux équipements, aux techniques et à la mise en œuvre des antennes de télévision par satellites.



LES ANTENNES
12e EDITION, PAR R. BRAULT ET R. PIAT.
448 PAGES, FORMAT 16×24 CM.
PRIX : 204 F PORT COMPRIS.

La 12e édition complétée de cet ouvrage au succès constant reste dans la ligne que les auteurs se sont fixée : mettre à la portée de tous les grands principes qui régissent le fonctionnement des antennes. Mais aussi permettre aux lecteurs de réaliser et mettre au point les nombreux dispositifs décrits.
Principaux chapitres :
- Propagation des ondes.
- Lignes de transmission.
- Brin rayonnant.
- Réaction mutuelle entre antennes.
- Diagrammes de rayonnement.
- Antennes directives.
- Antennes pour stations mobiles.
- Couplage à l'émetteur. Pertes.
- Cadres et antennes ferrite.
- Mesures pour le réglage.

RIVE DROITE ———— **2 LIBRAIRIES A VOTRE SERVICE** ———— RIVE GAUCHE

Librairie Parisienne de la Radio	Librairie des Editions Radio
43, rue de Dunkerque, 75010 Paris Cedex 10	189, rue Saint-Jacques, 75005 Paris

qui assurent la vente **par correspondance**. Joindre un chèque bancaire ou postal à la commande.
Les prix s'entendent port et emballage compris.